

# ELEKTRONIK

nowy

miesięcznik  
elektroników  
cena 12/93  
13.900 zł  
nr ind 387141

## SLEEP-TIMER do układów zdalnego sterowania (cz. II)



**Tyristorowy  
układ zapłonowy**

WYKRYWAK PRZEPRAWY

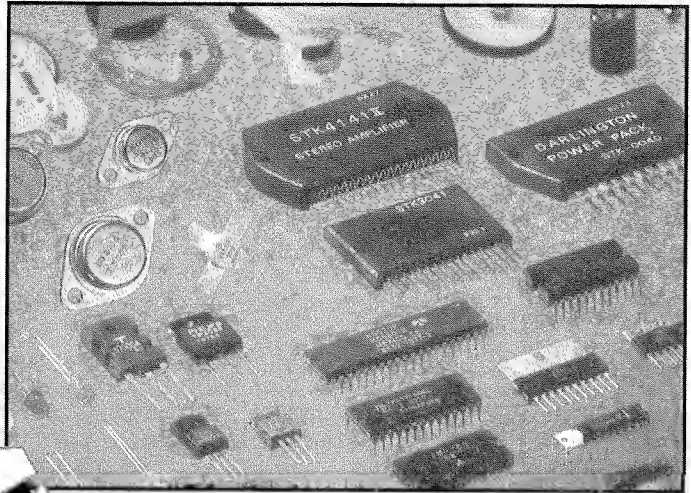
Nr ind. 357561

# ELEKTRONIK

## Nr 11 HOBBY 1993

Cena 13.900 zł miesięcznik elektroników

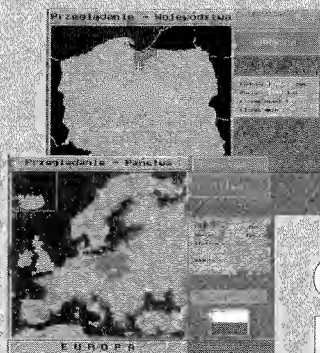
LISTOPAD



### TREŚCI

... generator funkcji (część 2)...[3]; Kształtowanie sygnału fali trójkątnej...[16]; TDA 7050  
... onapięcio... stereofoniczny/manofoniczny wzmacniacz m.cz...[7]; Cyfrowy woltomierz...[9]; Układy, na  
które wari... id uwagę...[12]; Wybór p.cz. w urządzeniach krótkofalarskich...[12]; Czy wiesz, że...[13];  
Symet... lizator napięcia KP142EH15...[14]; Miernik częstotliwości audio...[16]; Katalog  
... Naprawa klawiatury w nadajniku zdalnego sterowania...[21]; Wzmacniacz mocy  
... k na pasmo amatorskie 14MHz...[22]; Jednokierunkowy interkom, czyli urządzenie  
...; Transzystorowy wzmacniacz małej częstotliwości...[25]

### InfoMan'93



Geografia  
Polski i Europy

INTEL SatisFAXtion  
Modem/200



DesignCAD  
(część 2)

## W NUMERZE

Tyrystorowy układ zapłonowy	3
Układ sleep-timera do układów zdalnego sterowania cz.II	7
Multimetr mierzący kąt fazowy	9
Elektroniczny aparat telefoniczny	10
Fuzzy Logic – nowa jakość w elektronicznych systemach sterowania	11
Jeszcze coś o interfejsie joysticka do PC-ta	13
Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FFL	14
Budujemy prosty 32 bitowy generator wzorcowy	16
Katalog 74HCxxx	17
Silnik krokowy z PC-tem	21
Stereofoniczny, trzykanałowy korektor graficzny	24
Spis artykułów – rocznik 1993	27
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	28
Ogłoszenia	28

**ELEKTRONIK**  
NOWY

Miesięcznik 12/1993 (51)  
Rok czwarty  
Grudzień 1993  
Nakład 40.000 egz.  
Numer zamknięto 22.10.1993  
Cena 1 egz. 13.900 zł  
Nr ind. 367141

Wydawca  
P.W. „ARTCOM”

Adres redakcji:  
82–300 Elbląg, ul. Browarna 85  
skr. poczt. 100  
tel./fax 34–18–84 wew. 32  
tlx 057302

Redagują:  
Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk,  
Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Laboratorium elektroniczne  
tel. 34–18–84 wew. 31

Stali współpracownicy:  
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma,  
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,  
Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik,  
Stefan Połom, Henryk Szałkiewicz,  
Sławomir Szczęśniewicz, Aleksander Rode,  
Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP  
P.W. „ARTCOM”  
Mariusz Kołtun  
Janusz Mikowicz

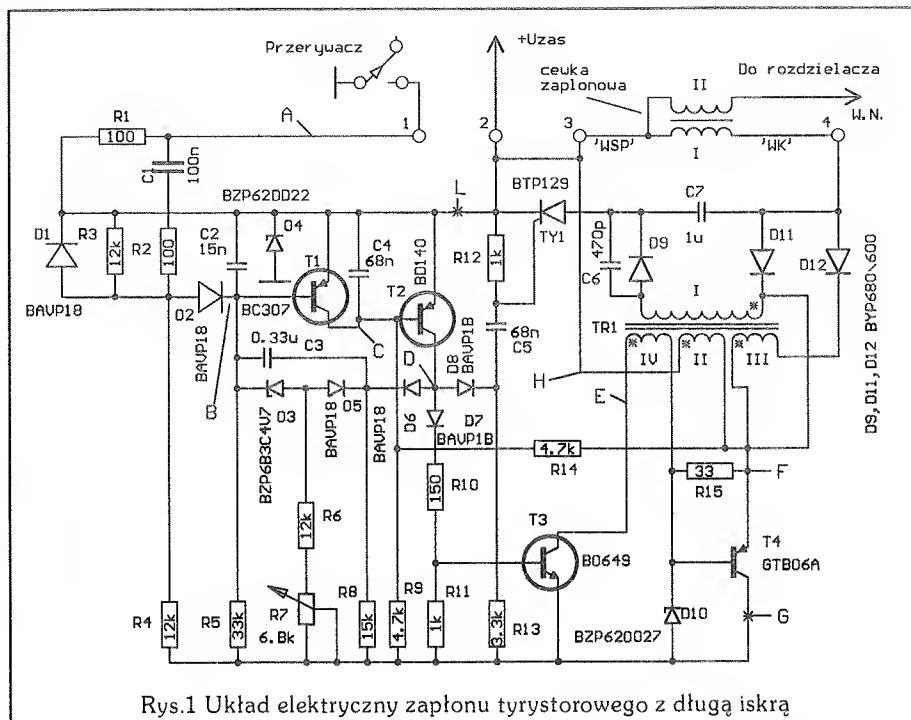
Naświetlenia:  
P.P.N.H. „EXPLONAF” Sp. z o.o.  
01–685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:  
HELDROK  
82–200 Malbork, ul. Partyzantów 3B  
tel. (0–55) 37–09

Redakcja zastrzega sobie prawo  
dokonywania skrótów oraz adiustacji  
nadesłanych materiałów.

# Tyrystorowy układ zapłonowy

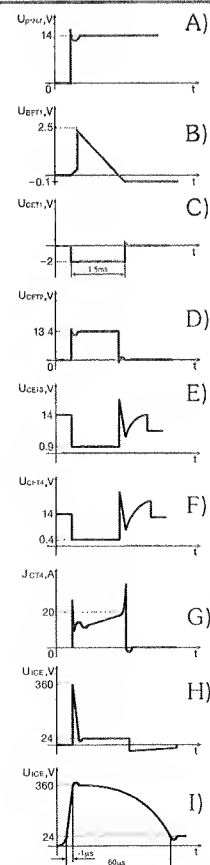
Elektroniczny system zapłonu | ka nawet w niesprzyjających warunkach jego pracy, przy niepełnym



Rys.1 Układ elektryczny zapłonu tyrystorowego z długą iskrą

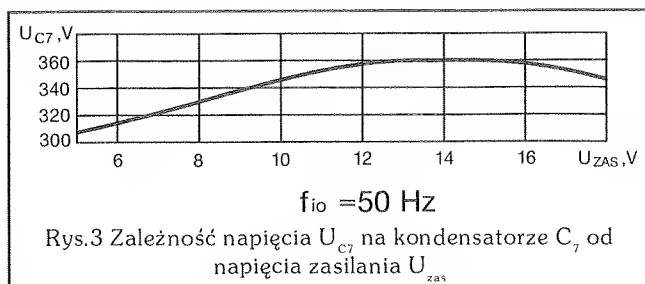
silnika wewnętrznego spalania już zawojował pierwszeństwo u kierowców. Obecnie istnieje sporo różnych układów tego typu, ale praktycznie wszystkie te układy mogą być zaliczone do jednej z dwóch grup – tyrystorowej charakteryzującej się tym, że energia iskry gromadzi się w kondensatorze lub wersji tranzystorowej z gromadzeniem się energii w cewce zapłonowej o dużej indukcyjności. I te i inne pozwalają znacznie zwiększyć czas eksploatacji zestyków przerywacza, a ze względu na niektóre parametry wyjściowe przewyższają klasyczny zapłon akumulatorowy, przy czym to przewodnictwo można szczególnie zauważyć w czasie eksploatacji samochodu w ciągu dwóch – trzech lat.

Porównując między sobą urządzenia obydwu typów, można odnotować następujące charakterystyczne zalety i wady. Wersje tranzystorowe konstrukcyjnie są prostsze, szczególnie i głównie zdolne do formowania iskry zapłonowej o dużym czasie trwania (do kilku milisekund). To zapewni zapłon silni-



Rys.2 Diagramy czasowe napięcia i prądu w charakterystycznych punktach układu





obciążeniu, jak również przy ubożej mieszance paliwowej oraz zapewnia obniżenie zawartości toksycznych produktów spalania w spalinach.

Jednak z powodu stosunkowo niedużej prędkości narastania wysokiego napięcia na świecy zapłonowej, efektywność pracy systemów tranzystorowych odpowiednio spada przy powstawaniu dróg "ucieczki" (upływności) prądu w wysokowoltowym obwodzie (z powodu narażenia na izolowanej świecy i innych układach pracujących pod napięciem wtórnym cewki zapłonowej). Upływność prądu ujawniająca się dodatkowym obciążeniem, nie pozwala osiągnąć obliczonego napięcia na świecach, co może doprowadzić do wypadania iskry zapłonowej.

Systemy tyrystorowe są nieco bardziej złożone, ale one praktycznie są nieczułe na działanie przedstawionych szkodliwych zjawisk, ponieważ zapewniają impuls wysokiego napięcia o wiele większym nachyleniu zbocza narastającego na elektrodach świecy, dlatego prąd upływności nie wpływa zasadniczo na jakość pojawiającej się iskry zapłonowej. Czas trwania iskry w tych systemach nie przewyższa 0.2 ... 0.6ms, co z praktycznego doświadczenia autora wynika, że nie zawsze jest dostateczna iskra w celu stabilnej pracy silnika (szczególnie przy jego zapalaniu w różnych warunkach klimatycznych i przy różnych parametrach). Ustalono także, że zwiększenie czasu trwania iskry do 1.5 ... 2.0ms odpowiednio zmniejsza się zawartość toksycznych produktów w wydalanych spalinach i podwyższa ekonomię pracy silnika. Jednocześnie przy zwiększaniu czasu trwania iskry, jak wiadomo, wzmacnia się erozja elektrod świecy i nieznacznie zmniejsza się ich żywotność pracy. Zasadniczym jednak parametrem jest tutaj podwyższenie

niezawodności pracy i ekonomika silnika.

W obecnym czasie zarówno tranzystorowe, jak również tyrystorowe systemy wzięte oddzielnie, praktycznie już osiągnęły możli-

wości zasadniczego polepszenia parametrów wyjściowego impulsu. Jedną z perspektywicznych dróg dalszego polepszania elektronicznych urządzeń zapłonowych jest obecnie, jak wiadomo, synteza pozytywnych parametrów obydwu systemów. Przykładem takiego rozwiązania układu jest opisywane poniżej urządzenie.

Podstawowy układ – to system tyrystorowy z impulsowym ładowaniem kondensatora, dlatego początkowe formowanie iskry jest w nim charakterystyczne: wysokie nachylenie impulsu wysokiego napięcia. Jednak po rozładowaniu się kondensatora przeskok iskry nie jest przerywany, a podtrzymuje się stosunkowo długo i energia doprowadzana jest do świecy praktycznie niebezpośrednio ze źródła napięcia zasilającego. Odstąpienie od jakichkolwiek pośrednich układów kondensatorowych w celu formowania początkowej fazy iskry, pozwala osiągnąć jej duży czas trwania przy prawie tych samych gabarytach i poborze energii.

System zapewnia stabilizację amplitudy impulsu wyjściowego napięcia w szerokich przedziałach zmian napięcia zasilającego, posiada dwa stopnie zabezpieczenia od przypadkowych zasztań przy drganiach zestyków przerywacza, zabezpieczenie od zakłóceń impulsowych w obwodzie zasilania i możliwość przełączenia na baterijny wariant zapłonu. Większość elementów urządzenia umieszczono na płytce drukowanej ze złączem, które pozwala szybko zamienić ją na zapasową przy powstaniu niesprawności.

System zapewnia następujące parametry napięcia impulsowego na cewce zapłonowej:

- amplituda fazy początkowej (przy zmianach napięcia zasilającego w przedziałach 9...18V), V  $360 \pm 5\%$
- przedziały regulacji czasu

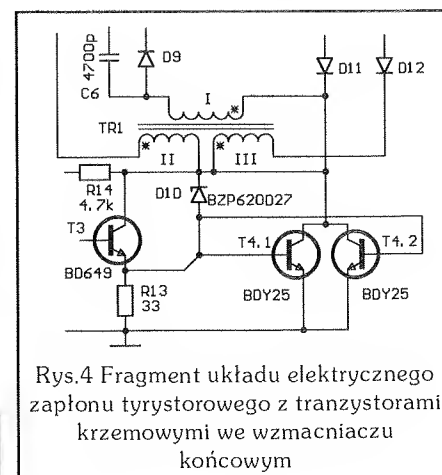
- trwania iskry, ms 1.2...1.8
- maksymalna częstotliwość powtarzania iskry, Hz 300
- prąd pobierany ze źródła zasilania (przy napięciu 14V i częstotliwości powtarzania iskry 100Hz), A 1.7

Układ elektroniczny (patrz Rys.1) składa się z przerzutnika monostabilnego z tranzystorami T1 i T2, sterowanego przez nich elektronicznego klucza z tyrystorem Ty1 i tranzystorów T3 i T4, transformatora Tr1 z niemagnetyczną szczeliną w rdzeniu i zasilacza na diodach D9 i D11.

Rozpatrzenie procesów pracy urządzenia należy oczywiście rozpocząć od momentu, kiedy zestyki przerywacza są zwarte po jednym cyklu rozwieranie – zwieranie. Przy pierwszym ich rozwarciu iskra nie powstanie, a odbywa się tylko ładowanie kondensatora C7, co jest charakterystyczne dla wszystkich tyrystorowych urządzeń z impulsowym gromadzeniem energii. Mechanizm ładowania kondensatora C7 będzie jasny z dalszych rozważań.

W przedstawionym położeniu zestyków tranzystor T1 przerzutnika będzie odetkany prądem bazy, przepływającym poprzez rezystory R5–R8, stabilizator D3 i diodę D5. Kondensator C3 ustalający czas przerzutnika jest naładowany ze źródła zasilania poprzez otwarte złącze emiterowe tranzystora T1 i rezystor R8, do stabilnego napięcia (przykładowo 5V), określonego przez stabilizator D3 i diodę D5. Tranzystor T2 jest zatkany. To jest wyjściowe stabilne położenie przerzutnika.

Obwód wyzwalaający R1, C1, R2, R3, R4, T1, T2 przygotowuje się do



pracy: kondensator C1 ładuje się do połowy napięcia zasilającego z dużą stałą czasową (około 0.6ms) określoną wartościami elementów R2, R3, R4, C1. Ponadto przy drganiach zestyków przerywacza (z odstępem nie większym niż 1ms) nie wywołuje to powstania ładowania, dostatecznego dla wyzwolenia przernutnika. Przy rozwieraniu zestyków przerywacza naładowany kondensator C1 podłącza się poprzez rezystor R1 i R2 do diody D1 i ona odtyka się. To powoduje krótkotrwałe podwyższenie napięcia na anodzie diody D2 do wartości równej sumie napięć zasilania i napięcia na odetkanej diodzie D1. Dlatego dioda D2 odtyka się, co doprowadza do głębokiego zmniejszenia się napięcia na bazie tranzystora T1 i jego zatkania. Tranzystor T2 przy tym odtyka się, poprzez otwartą diodę D6 zamyka się obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego przernutnika monostabilnego i on przerzuca się w położenie niestabilne.

Kondensator C5 naładowany do napięcia źródła zasilającego, jest podłączony do rezystora R12 poprzez odetkany tranzystor T2 i diodę D8. Pod wpływem tego, na rezystorze R12 formuje się ładujący impuls napięcia, wywołujący odetkanie się tyrystora Ty1. Prąd poprzez odtykający się tranzystor T2 i diodę D7 powoduje spadek napięcia na rezystorze R11, odtykając tranzystor T3. W ślad za nim odtyka się i tranzystor T4.

Kondensator C7 gromadzący energię poprzez odtykający się tyrystor Ty1, rozładowuje się następnie poprzez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej i w rezultacie czego na jej wtórnym uzwojeniu formuje się impuls wysokiego napięcia o stromym nachyleniu. Impuls ten poprzez rozdzielacz postępuje do świecy i między jej elektrodami powstaje iskrowe rozładowanie tego impulsu.

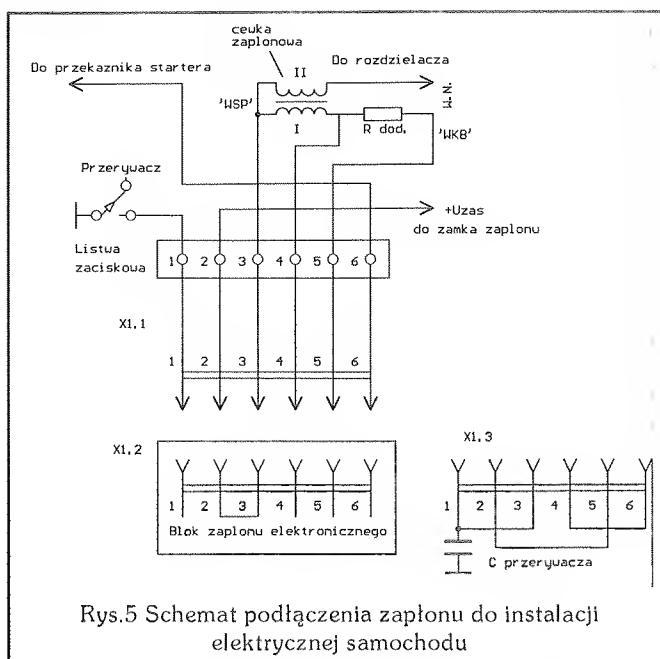
wanie tego impulsu.

Jednocześnie poprzez odtykający się tranzystor T4 (klucz tranzystorowy) i uzwojenie II transformatora Tr1 od dodatniego bieguna źródła zasilającego zaczyna przepływać prąd. Diody D9 i D12 w tym czasie są zatkane.

Poprzez kilka dziesiątek mikrosekund napięcie na kondensatorze C7 zmniejsza się do poziomu (około 24V), przy którym dioda D2 odtyka się. Od tego momentu uzwojenie pierwotne cewki zapłonowej podłącza się poprzez diodę D12, uzwojenie III transformatora Tr1 i odetkany tranzystor T4 bezpośrednio do źródła zasilającego. Powstający w tym obwodzie prąd przybiera charakter liniowo narastający, co zapewnia się dzięki odpowiedniej konstrukcji transformatora Tr1. W wyniku zmian w czasie prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej, w jej uzwojeniu wtórnym wzbudza się SEM, która jest na tyle dostatecznie duża, że podtrzymuje zapłon wcześniej powstającej iskry w świecy zapłonowej.

W transformatorze Tr1 odbywa się nagromadzenie energii magnetycznej. Przedłużenie tej podstawowej fazy w czasie trwania iskry określa się czasem, w którym odetkany jest wzmacniacz wykonawczy z tranzystorem T4. Wskutek tego następuje zwiększenie prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej.

Po przerzuceniu przernutnika monostabilnego w położenie niestabilne, zaczyna się przeładowanie kondensatora C3 zadającego czas i napięcie na nim w niektórych momentach zmniejsza się do

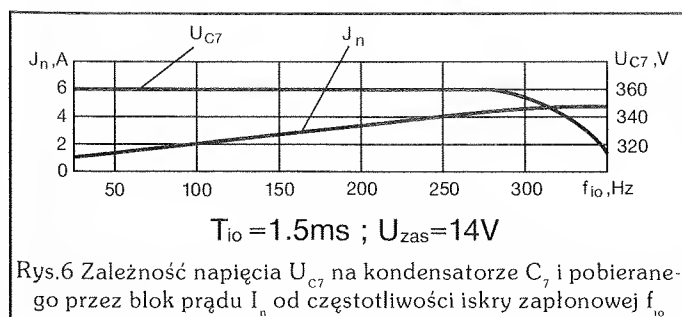


Rys.5 Schemat podłączenia zapłonu do instalacji elektrycznej samochodu

poziomu odetkania tranzystora T1. Przernutnik skokowo przerzuca się i wraca w położenie wyjściowe, natomiast tranzystor T2 zatyka się, w ślad za nim zatyka się również tranzystor T3 i T4 a prąd w uzwojeniach II i III transformatora Tr1 wyraźnie zmniejsza się. W rezultacie tego w uzwojeniu I powstaje SEM samaindukcji, która poprzez diody D9 i D11 ładuje kondensator gromadzący C7 do napięcia około 360V. W tym położeniu będzie on znajdował się do momentu ponownego rozwarcia zestyków przerywacza. Dalej proces powtarza się w tej samej kolejności.

Diagramy czasowe napięcia i prądu w niektórych punktach układu, ilustrujące jego pracę, przedstawiono na Rys.2. Oscylogramy B i C zdjęto w stosunku plusowego przewodu zasilania urządzenia, H – w stosunku wyprowadzenia "WK" cewki zapłonowej, A, D, E, F – w stosunku przewodu wspólnego (masy); oscylogram G zdjęty po przerzuceniu obwodu kolektora tranzystora T4. Drugi oscylogram J odróżnia się od pierwszego (H) tylko inną skalą w osi czasu. Moment rozwierania zestyków przerywacza oznaczono przez  $t_1$ , a przez  $t_2$  – moment powrotu przernutnika monostabilnego w położenie wyjściowe. Reżim zmian: napięcie zasilania  $U_{zas} = 14V$ , prąd pobierany – 0.8A, częstotliwość wytwarzania iskry  $f = 50Hz$ , czas trwania iskry  $T_{io} = 1.5ms$ .

Napięcie na kondensatorze C7



Rys.6 Zależność napięcia  $U_{C7}$  na kondensatorze  $C_7$  i pobieranego przez blok prądu  $I_n$  od częstotliwości iskry zapłonowej  $f_{io}$

gromadzącym energię stabilizuje się w następujący sposób. Przy wzroście napięcia zasilania w czasie przepływu prądu przez tranzystor T4, zmniejsza się on wskutek skrócenia procesu przeładowania kondensatora C3. Dlatego, nie patrząc na to przyspieszenie narastania prądu w uzwojeniach II i III transformatora Tr1, w momencie włączenia jego wartość pozostaje bliska nominalnego. SEM powstająca w uzwojeniu I i ładująca kondensator C7, także podtrzymuje się na niezmiennym poziomie. Linio-wość zwiększania prądu powoduje polepszenie się stabilizacji.

Wykres zależności napięcia na kondensatorze C7 od napięcia zasilającego przedstawiono na Rys.3. Na uzwojeniu IV transformatora Tr1 przedstawia się napięcie, częściowo kompensujące napięcie nasycenia tranzystora T3. Pozwala to osiągnąć pełniejsze odykanie tranzystora kluczującego T4 i podwyższyć jego sprawność. Dioda D2 dzięki dzielnikowi R3, R4 jest zatkana i z tego względu impuls wyzwalający powinien co do wartości koniecznie przewyższyć połowę napięcia zasilającego. To razem ze stosunkowo dużą wartością stałej czasowej obwodu wyzwalającego podwyższa odporność systemu na zakłócenia. Oprócz tego sygnał z emitera tranzystora T4 postępujący poprzez rezystor R14, chroni przerzutnik przed przypadkowym przerzuceniem przed zakończeniem procesu kształtowania iskry. Stabilizator D4 służy do ograniczenia zakłóceń impulsowych, które mogą powstać w sieci pokładowej samochodu przy pracy startera, różnych przełączników, silników elektrycznych i spowodować zakłócenie w pracy przerzutnika monostabilnego.

W celu bardziej skutecznego zabezpieczenia przed zakłóceniami systemu zapłonowego można dodatkowo przyłączyć filtr LC, włączając dławik w przerwę przewodu plusowego zasilania w punkcie L, a kondensator elektrolityczny (470µF/25V) – między lewym według schematu wyprowadzeniem dławika i wspólnym przewodem. Równolegle do tego kondensatora pożądane jest

podłączyć jeszcze jeden kondensator o pojemności około 33nF.

System zapłonowy można bardzo łatwo rozbudować o ogranicznik częstotliwości obrotów wału napędowego silnika. Jego funkcja będzie spełniać rolę obwodu wyzwalania, jeśli zwiększymy wartość rezystancji rezystora R3 i R4 do wartości, przy których stała czasowa obwodu C1, R2, R3, R4 będzie równa przykładowo trzem okresom obliczonej częstotliwości powstawania iskry.

Płytkę drukowaną należy wykonać z foliowanego laminatu szklanoepoksydowego o grubości 2mm. Przy montażu systemu w całość, a szczególnie montażu płytki drukowanej należy zwrócić uwagę, że to urządzenie będzie pracować w ciężkich warunkach (znaczną wibracja, podwyższona temperatura, wilgoć i zapylenie). Dlatego należy zapewnić pewne mocowanie wszystkich elementów i układów, dobre odprowadzenie ciepła, itp.

Transformator Tr1 zbudowany z rdzeni transformatorowych związanym RZC-13.5/51 o grubości  $g = 15 + 25\text{mm}$  (pozostałe dane rdzenia można znaleźć w książce M.Feschuka – "Wzmacniacze elektroakustyczne" WKŁ 1986 r. str.242 lub w katalogu ZATRY dotyczącego produkowanych przez nich transformatorów sieciowych) z niemagnetyczną szczeliną 0.35mm. Rdzeń transformatora należy dopracować tak, aby elementy przewodu magnetycznego można było ściągnąć śrubami. Uzwojenia nawijamy w porządku ich numeracji z obowiązkową przekładką izo-

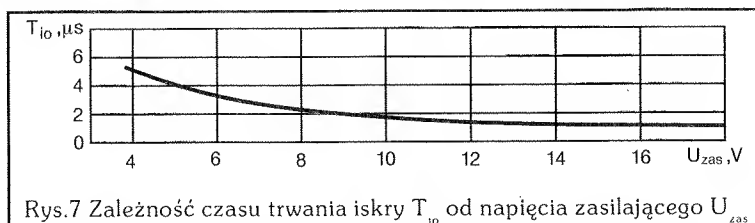
satora jest potrzebny w celu zmniejszenia upływności prądu w przerwach między impulsami ładowania. Z tej przyczyny tyrystor Ty1 pożądane jest dobrać na niskie napięcie włączenia i prąd blokowania nie większy niż 0.5mA. Te warunki spełniają tyrystory typu BTP129-750. Można również zastosować tyrystory produkcji Tesli typu KT505. Jako tranzystor kluczujący T4 w urządzeniu modelowym zastosowano tranzystor produkcji byłego Związku Radzieckiego typu GT806A.

Przy konieczności zamiany tranzystora GT806A należy zwrócić uwagę, że od takich jego parametrów, jak czas wyłączenia i napięcie nasycenia w głównej mierze zależy wyjściowe impulsowe napięcie systemu i energia iskry. Z tego powodu tranzystor ten powinien mieć wartość dopuszczalnego prądu stałego kolektora (w nieprzerwanym reżimie), bliskiego amplitudzie impulsu prądu, równemu w opisywanym urządzeniu przykładowo 20A. Z przedstawionych zatem przyczyn najbardziej przydatne są w tym przypadku w kluczu tranzystorowym tranzystory germanowe podanej serii (GT806). W przypadku zastosowania tranzystorów krzemowych produkcji krajowej, na przykład serii BDY25, pożądane jest włączyć je po dwa równolegle (patrz Rys.4)

Przy montażu bloku elektronicznego zapłonu w samochodzie należy starać się o minimalną długość połączeń przewodowych; przekrój ich nie powinien być mniejszy niż 1.5mm<sup>2</sup>. Schemat podłączenia bloku do systemu sieci pokładowej samochodu przedstawiono na Rys.5.

Zmontowane bez pomyłek i ze sprawnych elementów urządzenie, w uruchomieniu nie jest kłopotliwe. Przy

wykorzystywaniu zamiast tranzystora GT806A innego tranzystora w celu polepszenia parametrów impulsu wyjściowego, można popro- bować dobrać liczbę zwojów uzwojenia IV transformatora Tr1 w przedziale od 1...6. W początkowym okresie eksploatacji urządzenia, należy kontrolować temperaturę cewki zapłonowej i jeśli ona prze-



Rys.7 Zależność czasu trwania iskry  $T_{10}$  od napięcia zasilającego  $U_{zas}$

lacyjną między warstwami uzwojeń. Uzwojenie I zawiera 850 zwojów przewodu DNE  $\phi 0.2\text{mm}$ ; II i III – po 40 zwojów przewodu odpowiednio DNE  $\phi 1.2\text{mm}$  i  $\phi 0.9\text{mm}$ ; IV – 2... 3 zwoje przewodu DNE  $\phi 0.5\text{mm}$ .

Użyty kondensator C7 powinien być na napięcie 750... 1000V. Pewien zapas napięcia tego konden-

grzewa się, należy zmniejszyć czas trwania iskry rezystorem R7. Opisany system może również pracować i z dowolnym bezkontaktowym czujnikiem, należy tylko zapewnić pożądane parametry impulsu wyzwalającego na bazie tranzystora T1. Przy tym elementy C1, R1, D1 mogą być wyłączone. Przy braku tranzystorów mocy wielkiej częstotliwości o strukturze p-n-p, klucz można zbudować według schematu uproszczonego uwidocznionego na Rys.4, jednak

zachodzi przy tym potrzeba zapewnienia izolacji obudów tranzystorów mocy od radiatora i liczyć się z nieznacznym obniżeniem parametrów wyjściowych urządzenia.

Jeśli system będzie pracował w samochodach, u których cewka zapłonowa nie posiada rezystora ograniczającego  $R_{\text{dod}}$  (patrz Rys.5), to schemat podłączenia bloku odpowiednio upraszcza się. Liczba kontaktów w złączach X1.1 – X1.3 i na listwie zaciskowej, a także liczba przewodów w wiązce połącze-

niowej zmniejsza się do czterech.

Na Rys.6 przedstawiono wykres zależności napięcia  $U_{C7}$  na kondensatorze C7 od napięcia zasilającego  $U_{\text{zas}}$  system zapłonowy, natomiast Rys.7 ilustruje zależność czasu trwania  $T_{\text{io}}$  zapłonu w funkcji napięcia zasilającego.

Adam Sztorc

## Układ sleep-timera do układów zdalnego sterowania cz.II

Po zmontowaniu układ nie wymaga regulacji. Można jedynie sprawdzić poprawność działania układów zerujących, a w szczególności układu z bramką US4C. Przebieg 21 powinien mieć dłuższą logiczną zero niż przebieg 20 logiczną jedynkę, tak by na wyjściu bramki US4C (przebieg 22), po włączeniu zasilania, od razu pojawiła się logiczna jedynka.

Czas wyłączenia napięcia reguluje się elementami R i C. Szybkość przełączania anod wyświetlaczy reguluje się elementami dołączonymi do wyprowadzeń 1 i 2 układu scalonego US11.

Częstotliwość multiwibratora określona jest wzorem:

$$f_Q = \frac{1}{4.4 R_{TC} C_{TC}}$$

Czas włączenia multiwibratora monostabilnego US1 jest określony wzorem:

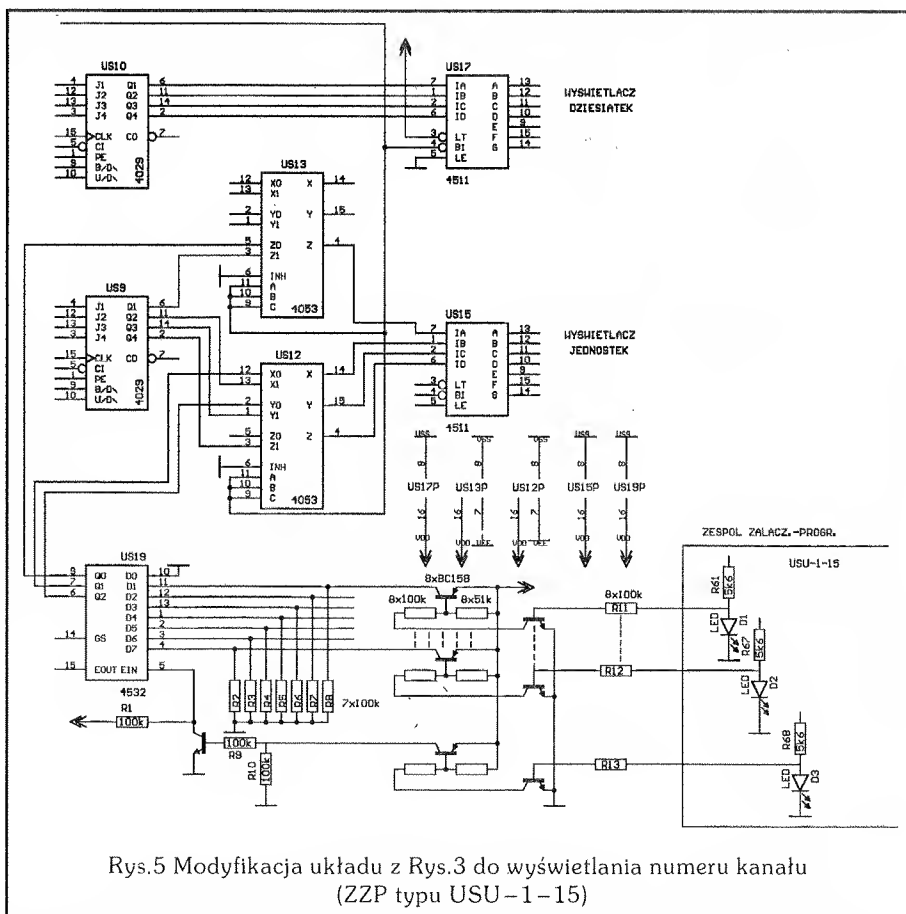
$$t = 2.48 R_{TC} C_{TC}$$

przy czym kondensator musi być nieelektrolityczny.

Czas pracy таймера US7 wynosi:

$$t_{\text{OUT}} = 2.3 \times 2^{15} R_{TC} C_{TC} \\ \text{oraz } R_s = 2 R_{TC}$$

Układ "sleep-timera" do współpracy z układem scalonym



Rys.5 Modyfikacja układu z Rys.3 do wyświetlania numeru kanału (ZZP typu USU-1-15)

MC1025 działa na podobnej zasadzie jak układ opisany poprzednio, dlatego opis działania ograniczony będzie do przedstawienia różnic.

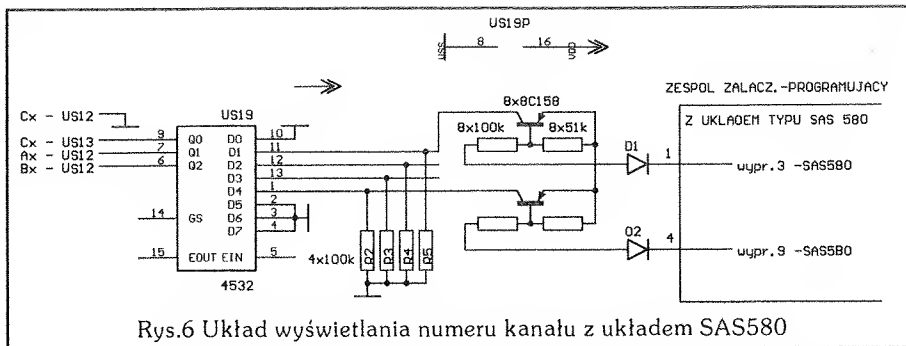
Układ zdalnego sterowania na układach scalonych MC1024-MC1025 pozwala na załączanie 16

kanałów. Najczęściej wykorzystywane jest 4 do 8 kanałów. Przy TV z pilotem typu RB 546 jest przycisk służący do sekwencyjnej zmiany programów. Sygnał ten jest dostępny na wyprowadzeniu nr 9 dekodera UCY7442. Należy wówczas

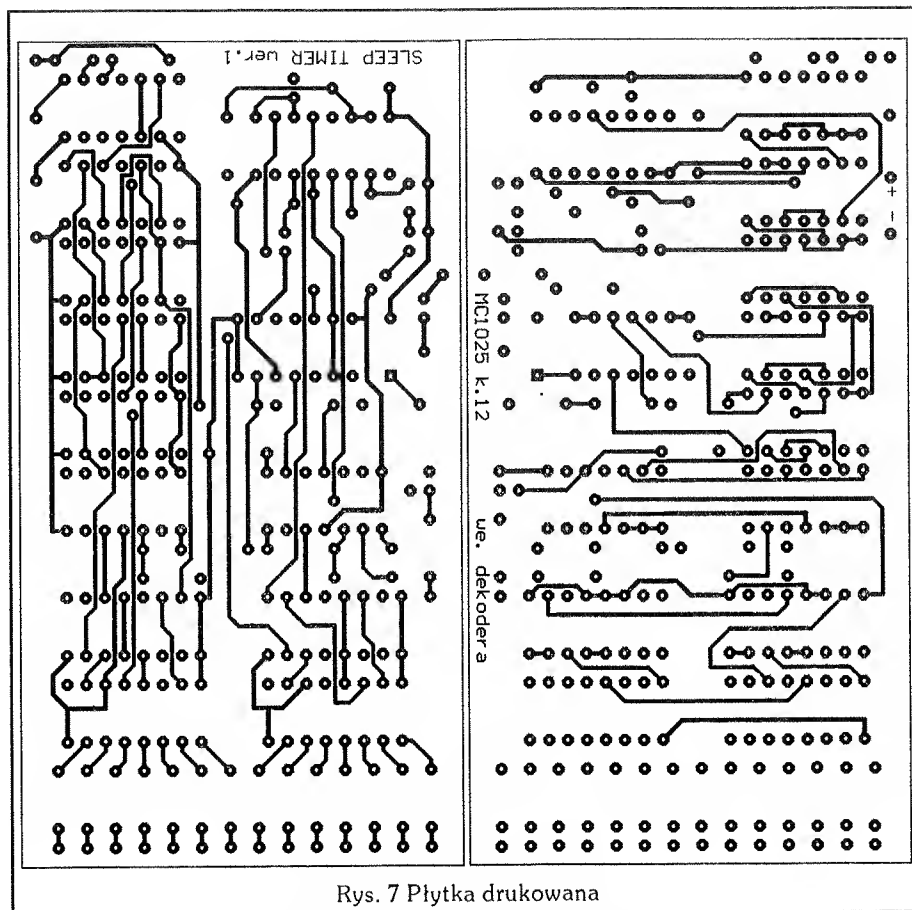
zdemontować elementy służące do sekwencyjnej zmiany programów. Oczywiście można wykorzystać inny sygnał z dekodera, do którego mamy dostęp i odpowiednio dostosować pilota.

Wspólne układy, elementy i przebiegi czasowe oznaczono tak samo.

Zasada pracy jest następująca (Rys.3 i Rys.4). Sygnał wejściowy



Rys.6 Układ wyświetlania numeru kanału z układem SAS580

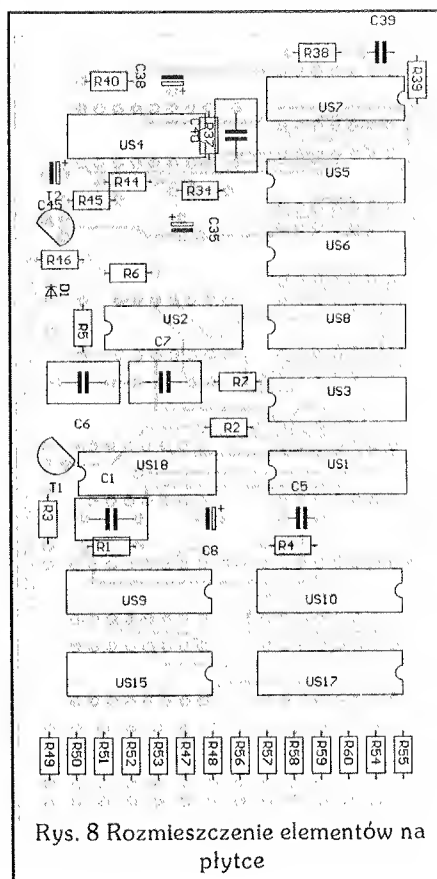


Rys.7 Płytki drukowane

ma postać impulsów, dlatego w układzie wejściowym zastosowano multiwibrator retrygowalny US18, z którego wyjście otrzymujemy przebiegi 1 oraz 2 (Rys.4, Rys.2). Po włączeniu zasilania TV przyciskiem sieciowym multiwibratory US18, US1, przerzutniki US3A-US3B, US5A-US5B oraz liczniki US9, US10 zostają wyzerowane, wyświetlacze nie świecą.

Pierwsze naciśnięcie przycisku na pilocie "sleep-timer" powoduje wyzwolenie multiwibratorów US18 i US1. Wyjście US1 (p.4) min. odblokowuje dekodery 7-segmentowe US15, US17 (p.23). Kolejne naciśnięcie przycisku "sleep-timer" w ciągu 5 sekund od ostatniego naciśnięcia powodują ustawienia wartości liczników oraz urucho-

mienie tajmera. Podczas pracy "sleep-timera" wyświetlacze cały czas wskazują stany liczników. Wyłączenie "sleep-timera" bez wyłączenia telewizora w tryb standby (Rys.4 część i) odbywa się tak jak opisano poprzednio. Wyłączenie telewizora w tryb standby odbywa się wtedy, gdy na wyjściu bramki US4C będzie stan niski (p.22 część f). Transzystor T11 będzie odetkany, co spowoduje dołączenie przez rezystor i diodę wyprowadzenia 12-MC1025 do masy i przejście układu zdalnego sterowania w tryb pracy standby. Przez cały czas pracy "sleep-timera" na wyświetlaczu pokazywany jest stan liczników, po wyłączeniu się układu wyświetlacz jest ciemny. W takim układzie pracy nie są niezbędne:



Rys.8 Rozmieszczenie elementów na płytce

przerzutnik US3A-US3B, detektor zbocza opadającego US2D oraz bramka US3D. Należy wówczas połączyć wyjście detektora zbocza narastającego US2A w miejsce wyjścia bramki US3D. Wówczas każde naciśnięcie przycisku "sleep-timer" spowoduje zmianę stanu liczników (przebieg 7 będzie przebiegiem 8).

Jednocześnie z dobudowaniem do układu MC1025 układu "sleep-timera", można dobudować wskaźnik numeru kanału. Należy jednak zmodernizować układ z Rys.3 (Rys.5).

Gdy multiwibrator US1 nie jest wyzwolony, to klucze przekazują na dekodery US15 stan wyjść enkodera US19. Translator poziomów napięć pokazany na Rys.5 służy do podłączenia programatora USU-1-15



OTV ELEKTRON. Dla OTV z programatorem na układzie scalonym SAS580 (UL1958) translator pokazano na Rys.6. Podczas pracy telewizora w trybie standby na wyświetlaczu jest wyświetlane "zero".

Tomasz J. Gościński

#### Literatura:

1. P. Gajewski, J. Turczyński: *Cyfrowe układy scalone CMOS*, WKŁ, Warszawa 1990
2. SAA1293 Remote-Control and Tuning Microcomputer for TV Receivers, Semiconductors I.T.T., Edition 10/1985, Order No. 6251-243-2E.
3. Instrukcja serwisowa OTVCM Syriusz

TC502/TC505, WEMA, Warszawa 1990.

4. Schemat OTVC ELEKTRON, RE 1,2/1988.
5. Schemat OTVC NEPTUN 546, RE 10/1987.

## Multimetr mierzący kąt fazowy

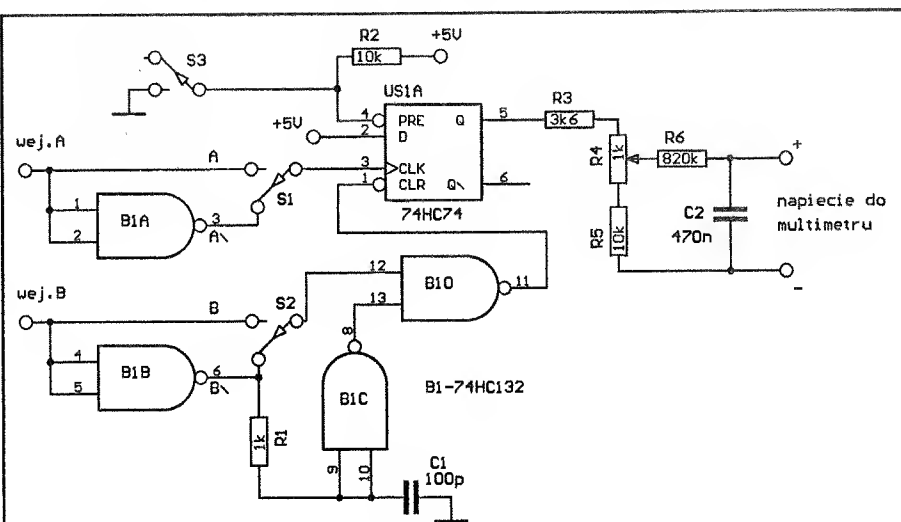
Prosty układ cyfrowy wraz z multimetrem cyfrowym to wszystko co potrzeba do zmierzenia fazy pomiędzy dwoma impulsami. Odczyt kąta fazowego dokonuje się bezpośrednio na podstawie wskazania multimetru. Dokładność takiego pomiaru będzie nie gorsza od 1% jeśli częstotliwość wejściowych sygnałów będzie się zawierać w przedziale 100[Hz] do 200[kHz].

### Działanie układu

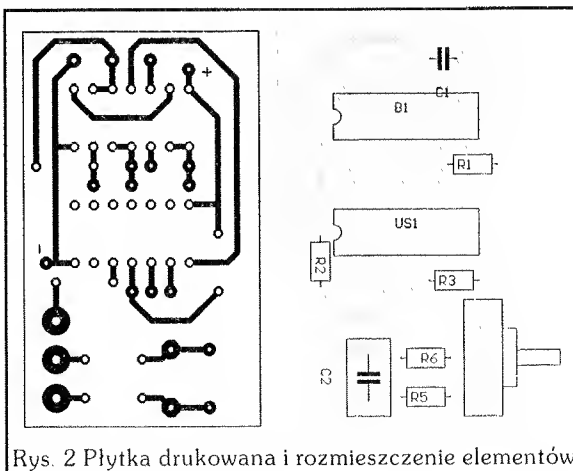
Ponieważ wejście D układu przerzutnika (1/2 74HC74) jest zawsze równe 1, to narastające zbocze wejściowego sygnału A będzie ustawiać wyjście przerzutnika w stan 1 – patrz Rys.1. Z drugiej strony sygnał B – po przejściu przez obwód R1, C1 oraz bramki B1c i B1d zostaje uformowany w wąski ujemny impuls, który ustawia wyjście przerzutnika D w stan 0.

Długości impulsów na wyjściu przerzutnika D są równe czasowi pomiędzy dwoma narastającymi zboczami sygnału A i sygnału B. Wyjściowy sygnał jest dzielony na dzielniku rezystorowym R3, R4 oraz R5. Odwrócenie sygnału ma miejsce dzięki R6 i C2. Tak powstały sygnał DC staje się proporcjonalny do stosunku  $T_1/T$ .

Aby wyskalować układ należy ustawić najpierw pełną skalę. Następnie zamykamy przełącznik S3, powoduje to, że na wyjściu przerzutnika otrzymujemy stałą "1". Następnie potencjometrem R4 powinniśmy doprowadzić do sytuacji, w której multimetr wskaże nam napięcie równe 3.60[V]. Wówczas otrzymujemy rozdzielczość wska-



Rys.1 Wraz z tym układem, multimetrem cyfrowym można zmierzyć kąt fazowy pomiędzy dwoma sygnałami A i B



Rys. 2 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

zań  $1^\circ/0.01[V]$ . Ustawianie 0 nie jest konieczne. Oczywiście zamiast multimetru cyfrowego, który jest bardzo drogi, można zastosować inny woltomierz. Odpowiednio ustawiając przełącznik S1 i S2 możemy mierzyć kąty fazowe w różnych wariantach. Wszystkie możliwości pokazuje Tabela 1.

Aleksander Rode

### Tabela 1

S1	S2	Rodzaj pomiaru
A	B	od narastającego zbocza A do narastającego zbocza B
A	$\bar{B}$	od narastającego zbocza A do opadającego zbocza B
$\bar{A}$	B	od opadającego zbocza A do narastającego zbocza B
$\bar{A}$	$\bar{B}$	od opadającego zbocza A do opadającego zbocza B

Opracowano na podstawie:  
Electronic Design 14/90

# Elektroniczny aparat telefoniczny

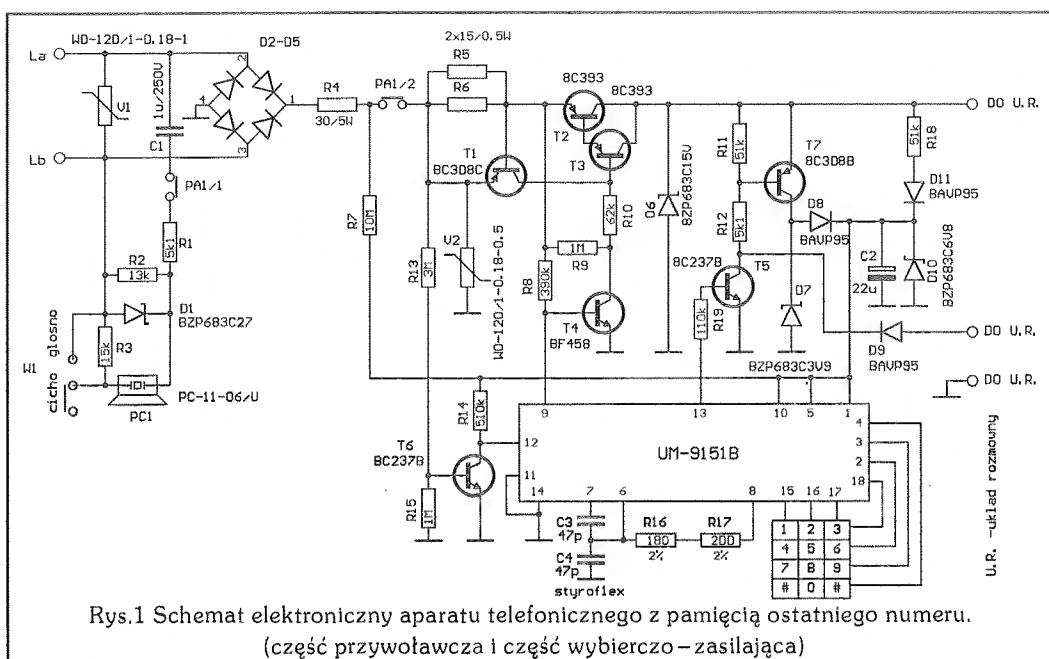
Ostatnie dwudziestolecie upływa pod znakiem systematycznego rozwoju telekomunikacji, polegającego na rozwijaniu sieci, jak też ciągłej modernizacji jej wyposażenia, (centrale i wyposażenie abonentów). Proces zastępowania rozwiązań tradycyjnych nowoczesną technologią napotyka na trudności głównie z przyczyn ekonomicznych. Planowe unowocześnianie central telefonicznych wymaga jednoczesnego odmłodzenia indywidualnych urządzeń po stronie użytkowników. Jedynie w taki sposób możliwa będzie istotna poprawa jakości usług telekomunikacyjnych, które nie ograniczają się do obsługi rozmów telefonicznych. Rozmowa telefoniczna jest jednak podstawowym rodzajem świadczenia, wykorzystywanym przez społeczeństwo, a mającym nie zawsze bezproblemowy przebieg. Nie zawsze też wina leży po stronie usługodawcy.

Prezentowany układ elektroniczny aparatu telefonicznego z klawiaturą cyfrową może być

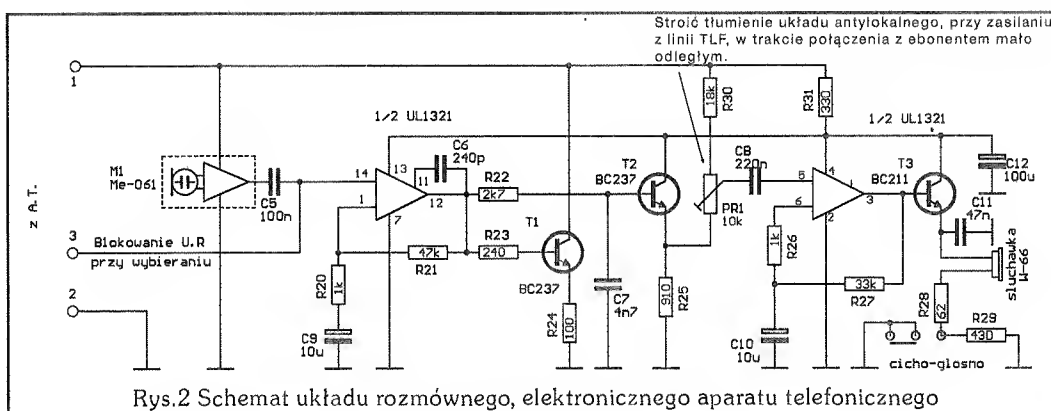
umieszczony we własnej oryginalnej obudowie lub innej po aparacie starszego typu. Posiada on następujące własności:

## użytkowe:

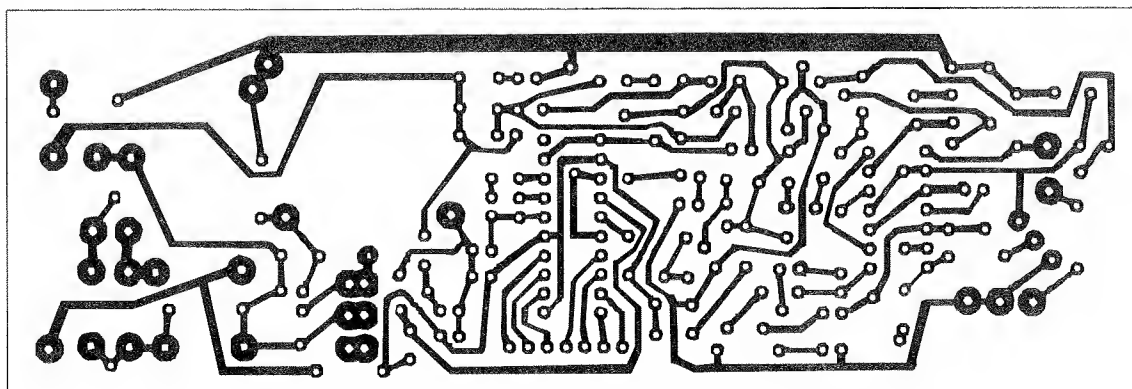
- pamięć ostatniego numeru (automatyczna)
- duża 2 stopniowa głośność wzmacniacza słuchawkowego



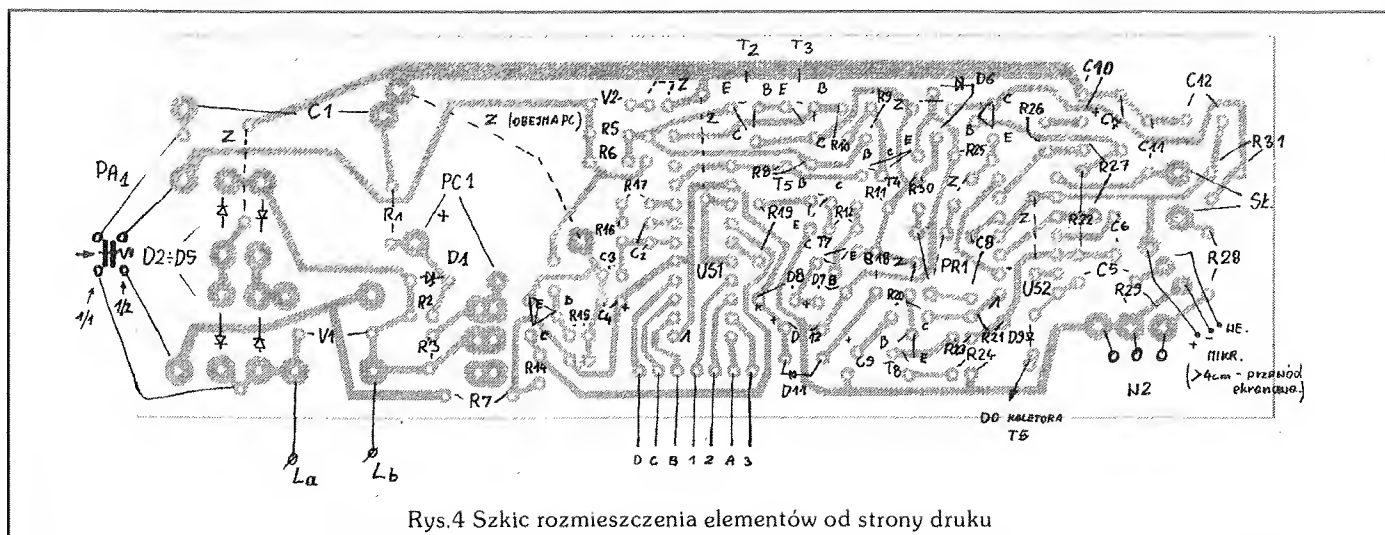
Rys.1 Schemat elektroniczny aparatu telefonicznego z pamięcią ostatniego numeru.  
(część przywoławcza i część wybierczo - zasilająca)



Rys.2 Schemat układu rozmównego, elektronicznego aparatu telefonicznego



Rys.3 Płytkę drukowaną elektronicznego aparatu telefonicznego



Rys.4 Szkic rozmieszczenia elementów od strony druku

- duży sygnał wnoszony z mikrofonu do linii telefonicznej
- małe zniekształcenia transmisji
- przyjemny, jednak donośny sygnał przywoławczy z 2 stopniową regulacją głośności

#### techniczne:

- stabilizacja prądu zasilającego w czasie pracy
- stabilne parametry amplitudowe i czasowe impulsów wybierania numerów

- regulowane sprzężenie układu antylokalanego.

Układ antylokalan jest w trakcie połączenia z abonentem mało odległym (I strefa) lub najczęściej wywołanym. Regulacja powinna się odbywać w miejscu docelowej lokalizacji aparatu, co pozwoli dostosować układ antylokalan do parametrów własnej linii i centrali. Po uzyskaniu połączenia, tak regulujemy PR1, aby uzyskać minimalne tło pochodzące z włas-

nego mikrofonu, a słyszane w słuchawce. Takie maskowanie własnego sygnału optymalizuje warunki słyszalności drugiego rozmówcy.

Sławomir Szczętniewicz

Opracowano na podstawie:

"Elektroniczny aparat telefoniczny"

J. Wiśniewski

"Zarys telekomunikacji" A. Bogdańska  
oraz na podstawie badań autorskich.

## Fuzzy Logic – nowa jakość w elektronicznych systemach sterowania

W najbliższych latach dokona się najprawdopodobniej przełom w sposobie konstruowania złożonych układów elektronicznych. Ich działanie będzie definiowane za pomocą reguł *fuzzy logic* w odróżnieniu od stosowanej obecnie powszechnie *crisp logic* (logiki "ziarnistej", o dokładnie określonych dwóch stanach logicznych).

Według oszacowań laboratoriów Motoroli już w 1995 roku ok. 50% aplikacji mikrokontrolerów będzie pracować w oparciu o reguły Fuzzy Logic. Wpłyne to na ułatwienie reakcji systemów i ułatwienie kierowania nimi.

Fuzzy – słowo to w języku angielskim jest używane do określenia czegoś nieprecyzyjnego, nieo-

kreślonego. Podobnie jak wyrażenia naturalnego języka typu "wysoki", "niski", "szczupły", "gruby".

Potrzeba stosowania reguł tego rodzaju logiki wynika z zauważenia faktu, że zadania proste nawet dla dzieci są skrajnie złożone w opisie stosującym tradycyjne techniki obliczeniowe. Znacznie lepszym sposobem opisu i rozwiązywania takich zadań jest naśladowanie ludzkiej intuicji. Teoria logiki *fuzzy* jest rozszerzeniem klasycznej teorii zbiorów i uogólnieniem logiki dwustanowej (zero-jedynkowej), w których dany element należy albo nie należy do danego zbioru, zaś każde zdanie jest prawdziwe albo fałszywe. W logice *fuzzy* wprowadza się stopień udziału

(członkostwa) danego elementu w jakimś zbiorze wyrażane liczbą rzeczywistą z przedziału  $[0,1]$ , jak również stopień prawdy i fałszu danego zdania. Na przykład wyrażenie "Artur jest wysoki" może być w 25% prawdziwe i w 75% fałszywe, jeśli ma, dajmy na to, 170cm wzrostu. Zależy to od intuicyjnego rozumienia określenia "wysoki", które to rozumienie kształtuje się z kolei na podstawie doświadczenia. Logika *fuzzy* pozwala na ciągłe przejście między prawdą i fałszem.

Aby wprowadzić reguły logiki *fuzzy* do opisu działania systemu, należy pracę układów opisać przy pomocy terminów i zmiennych typu *fuzzy*. Przykładem takiego terminu jest "szybko", gdy mówimy o pręd-

kości jazdy samochodu jako zmiennej fuzzy. Innymi terminami fuzzy związanymi ze zmienną "prędkość jazdy" mogą być "wolno", "bardzo wolno", "średnio szybko", "bardzo szybko". Obecnie reguły fuzzy logic mają strukturę najczęściej zapożyczoną z systemów eksperckich. Reguły te opisują działanie systemu i wyrażone są za pomocą terminów fuzzy, czyli tak, jak w języku naturalnym. Na przykład: Jeżeli prędkość jazdy jest duża (szybka) i odległość do zatrzymania jest średnio długa, to przyspieszenie jest bliskie zeru i hamowanie jest pewne. Zbiór takich reguł definiuje działanie systemu. Definiowanie działania systemu w ten sposób ma zastosowanie w przypadkach bardzo złożonych, szczególnie przy występowaniu nieliniowości i niepewności. Nie należy tu jednak mylić logiki fuzzy z prawdopodobieństwem zajścia zdarzenia. Prawdopodobieństwo zajmuje się miarą przypadkowości zdarzeń, natomiast teoria zbiorów fuzzy i logika fuzzy określa stopień należenia elementu do danego zbioru.

Przykładowo, niech będą dane dwie szklanki z przezroczystym płynem. Jedna z nich oznaczona napisem, że prawdopodobieństwo iż zawiera czystą wodę wynosi 0.91. Zaś druga, że stopień należenia do zbioru "czysta woda" wynosi też 0.91. Z której szklanki się napić? W pierwszym przypadku jest 9% szans, że zawartość będzie jakimś innym przezroczystym płynem, choćby terpentyną. W drugim jednakże mamy gwarancję, że płyn należy do zbioru "czysta woda", tyle że w stopniu 0.91, a więc, że może być lekko zanieczyszczona, pochodzić np. z bagien, rzeki czy jeziora.

Różnicę w obydwu podejściach widać dobrze po stwierdzeniu doświadczalnym faktów. Założmy, że mając zestaw do analizy chemicznej stwierdzimy obecność w pierwszej szklance czystej wody, a w drugiej wody z jeziora. Zawartość obydwu szklanek jest znana, prawdopodobieństwo wynosi 1, ale płyn w drugiej szklance nadal ma stopień należenia do zbioru "czysta woda" 0.91.

Ciągłość przejścia od prawdy do fałszu w logice fuzzy przypomina

na trochę elektronikę analogową. Reguły jej można i w tym obszarze stosować, jednakże szybkie i dokładne procesory specjalizowane (np. sygnałowe, DSP—*digital signal processor*) obsługują sygnały analogowe lepiej przy użyciu techniki cyfrowej.

Architektura układów fuzzy logic ma powiązania z systemami sztucznej inteligencji jak również z sieciami neuronowymi. Sieci te są inherentnie nieokreślone, a więc fuzzy, jednakże systemy oparte na regułach fuzzy nie mają rzeczywistej neuronowej struktury. Systemy fuzzy nie są samouczące się, jak sieci neuronowe. "Wiedza" w nich zawarta jest całkowicie opracowana i "włożona" przez konstruktora. Natomiast logika fuzzy i sieci neuronowe są względem siebie komplementarne. Np. sieć neuronowa, pracująca w czasie rzeczywistym jak i autonomicznie, może optymalizować parametry systemu fuzzy. Do niedawna logika fuzzy była używana do modelowania i kontrolowania wielkich systemów naturalnych, jak atmosfera, oceany itp. Sukcesy fuzzy logic w rozwoju systemów sterowania były pewną niespodzianką. Okazało się jednak, że jest ona najlepsza dla:

- \* systemów zbyt złożonych dla dokładnego zdefiniowania
- \* systemów o znaczącym udziale nieliniowości w pracy
- \* systemów o niesprecyzowanych do końca wielkościach wejściowych.

Nawet, gdy konwencjonalne rozwiązania są optymalne i wystarczające, nie należy zapominać o możliwościach logiki fuzzy. Wystarczy dla porównania przypomnieć jak bardzo zostały rozszerzone możliwości tradycyjnych układów po zastosowaniu mikroprocesorów. Obecnie nie ma już problemu, czy zastosować mikroprocesor, ale jak podzielić wykonywanie funkcji między jednostkę centralną a obwody peryferyjne. Nie czekając na dalszy rozwój wypadków można już teraz stwierdzić, że wpływ fuzzy logic na technologię będzie taki jak swego czasu mikroprocesorów.

Krajem najbardziej zaawansowanym w stosowaniu techniki fuzzy logic jest Japonia. Hitachi opracowała fuzzy-control system dla

kolei podziemnej, a wszyscy japońscy producenci samochodów są bardzo zainteresowani zastosowaniem techniki fuzzy w układach antyblokujących hamulce, aktywnym zatrzymywaniu, sterowaniu silnikiem.

Na podstawie dotychczasowych doświadczeń w konstruowaniu systemów fuzzy, wynika, że:

- \* w przypadku systemów sterowania mogących stosować metodę liniową lub fuzzy, systemy fuzzy są 2 do 4 razy prostsze
- \* używając standardowego mikroprocesora, implementacja oprogramowania fuzzy potrzebuje o połowę mniej pamięci niż oprogramowanie liniowe
- \* podstawy konstrukcji systemów fuzzy są znacznie łatwiejsze do nauczenia niż metody liniowe, gdyż konstrukcja przebiega intuicyjnie przy użyciu terminów językowych.

## Podsumowanie

Wadą systemów fuzzy jest to, że nie istnieje żadna sformalizowana metoda ich konstruowania ani nie można z całą pewnością powiedzieć, kiedy posłużyć się metodami fuzzy logic i na ile ten sposób podejścia będzie lepszy od dotychczasowego. Dodatkową słabą stroną jest to, że system wynikowy nie jest analityczny i, ogólnie biorąc, nie można sprawdzić jego stabilności na papierze. Można natomiast do niektórych systemów fuzzy stosować tradycyjne metody analizy nieliniowej. Sprawdzono to w niektórych systemach krytycznych, m. in. w systemach kontroli lotów.

Należy jednak pamiętać, że logika fuzzy została stworzona do konstruowania systemów bardzo złożonych, dla których nie daje się stworzyć modelu matematycznego lub dla których model taki byłby zbyt dużym uproszczeniem. Tradycyjne systemy sterowania nie pracują w tak złożonych warunkach w ogóle lub tylko marginalnie. Jakakolwiek analiza stabilności tak złożonego systemu będzie tylko słabym obrazem rzeczywistego jego funkcjonowania.

Fuzzy logic jest za to niezastąpiona w opracowaniu systemów zbyt złożonych i nieliniowych oraz



o zbyt dużej nieokreśloności parametrów wejściowych, aby stosować tradycyjne techniki projektowania.

Wśród krajów mających osiągnięcia

w praktycznych realizacjach systemów fuzzy prowadzi Japonia, która, jak się ocenia, wyprzedza USA o 5 lat oraz Europa (a przynajmniej Niemcy i Włochy, wyprzedza-

jące USA o rok).

Robert Krzysztofek

na podst. EDN 7/93

## Jeszcze coś o interface'ie joysticka do PC-ta

W artykule tym chciałbym przedstawić jak w prosty sposób podłączyć joystick stykowy do portu analogowego w IBM PC. Dzięki temu interfejsowi nie tracimy możliwości używania joysticka analogowego a dodatkowo w niektórych grach możemy wykorzystać zalety joysticka cyfrowego. Opisany poniżej układ funkcjonalnie nie różni się od interfejsu joysticka cyfrowego opisanego w NE 7/93. Różnica polega na tym, że układ ten nie jest osobnym, dodatkowym interfejs'em lecz urządzeniem pośredniczącym między joystickiem stykowym a portem analogowym w komputerze.

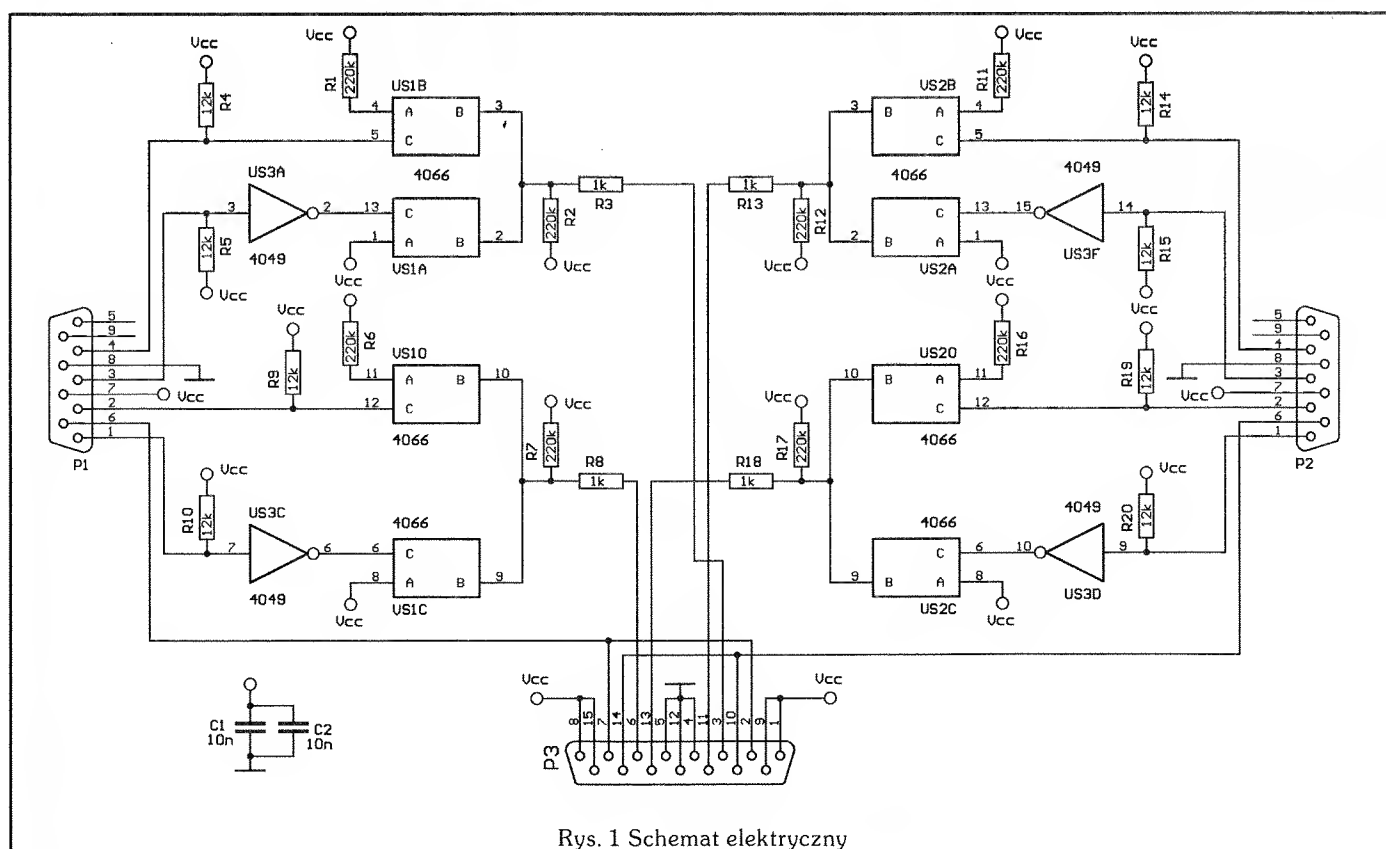
Ze strony komputera joystick

stykowy "widziany" jest jak joystick analogowy, którego rękojeść wychylona z pozycji neutralnej może przyjmować tylko skrajne położenia. Jednak dużo programów gier stosuje właśnie taką metodę analizy położenia ręczki.

### Sposób działania

Aby zmusić port analogowy do generowania odpowiednich impulsów, konieczne jest "tłumaczenie" zwierających się styków joysticka cyfrowego na rezystancje: 0Ω dla wychylenia w lewo (lub w górę dla drugiej osi), 110kΩ dla położenia neutralnego oraz 220kΩ dla wychylenia w prawo (w dół).

Schemat elektryczny układu przedstawiono na rysunku 1. Do opisanego układu można podłączyć dwa joysticki cyfrowe – złącza P1 i P2. Interfejs składa się z czterech identycznych układów opartych na dwóch kluczach analogowych w elemencie 4066, jednym negatorze 4049 oraz pięciu rezystorach. Rezystory R4 (R9, R14, R19) i R5 (R10, R15, R20) służą do polaryzacji wejść bramek w momencie, gdy styki w joysticku cyfrowym są rozwarte. Rezystory R1 (R6, R11, R16) i R2 (R7, R12, R17) w zależności od stanu klucza U1C (U1B, U2C, U2B) tworzą odpowiednią rezystancję dla portu analogowego. Natomiast rezystor R3 (R8,



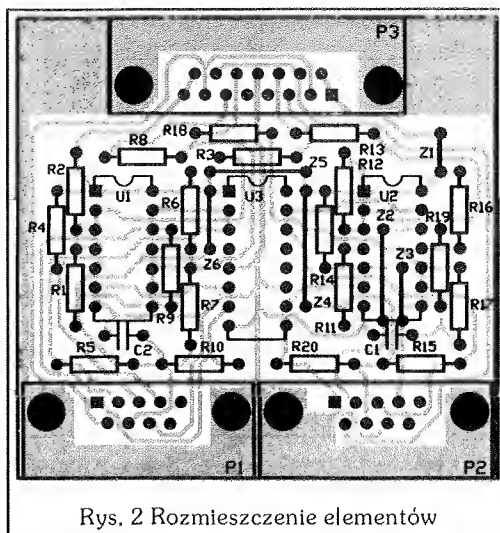
Rys. 1 Schemat elektryczny

R13, R18) zabezpiecza tylko wyjścia kluczy i praktycznie nie ma wpływu na działanie układu. Każdy z tych czterech układów działa w następujący sposób:

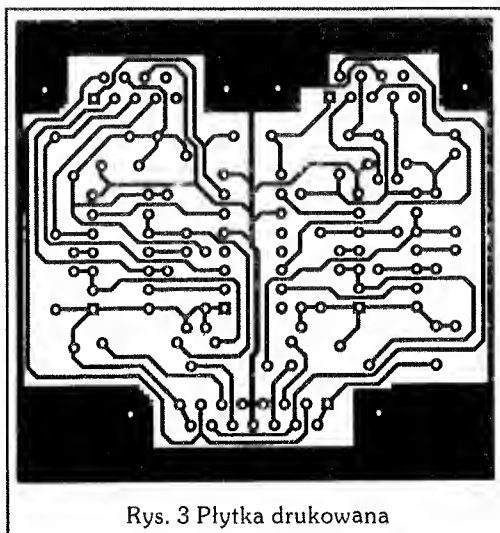
- rękojeść joysticka w neutralum – na wejściu 5 U1C jest stan "H" (klucz zamknięty), a na 13 wejściu U1A "L" (klucz otwarty) dzięki temu wypadkowa rezystancja na nóżce 3 złącza P3 wynosi około 110k,
- rękojeść joysticka wychylna w prawo – na wejściu 5 U1C jest stan "L" (klucz otwarty), a na 13 wejściu U1A "L" (klucz otwarty) – wypadkowa rezystancja na nóżce 3 złącza P3 to około 220k,
- rękojeść joysticka wychylna w lewo – klucz U1A jest zamknięty – rezystancja 1kΩ. Przeciśnięcie klawisza "fire" na ręczce joysticka stykowego odpowiada jednoczesnemu przeciśnięciu dwu takich klawiszy w joysticku analogowym. Jednak nieliczne gry "rozróżniają" który "fire" jest naciśnięty.

### Opis konstrukcji

Konstrukcję płytki interface'u przedstawiono na rys. 2. Wszystkie elementy układu interface'u joysticka zmontowano na płycie z lami-



Rys. 2 Rozmieszczenie elementów



Rys. 3 Płytkę drukowaną

natu jednostronnie pokrytego miedzią (rys. 3.). Konieczne jednak jest wlutowanie pięciu zwor Z1, Z2, Z3, Z4 i Z5.

Układ można umieścić w dodatkowym pudełku lub bezpośrednio na płycie przylutować złącza P1, P2 oraz P3. W tym pierwszym przypadku dodatkowo potrzebne jest około 75cm 9-cio żyłowego kabla do połączenia płytki z wtykiem DB15.

### Spis elementów

#### Układy scalone:

U1, U2	CD4066 (MCY74066)
U3	CD4049 (MCY74049)

#### Rezystory (0.125W 20% MŁT)

R1, R2, R6, R7,	
R11, R12, R16, R17	220kΩ
R3, R8, R13, R18	1kΩ
R4, R5, R9, R10,	
R14, R15, R19, R20	10kΩ..22kΩ

#### Kondensatory:

C1, C2	10nF ceramiczny
--------	-----------------

#### Złącza:

P1, P2	złącza męskie CANNON DB9
P3	złącze męskie CANNON DB15

**UWAGA!:** zwory Z2 i Z3 przechodzą pod układem U2, dlatego należy je przylutować w pierwszej kolejności.

Zbigniew Kurbiel

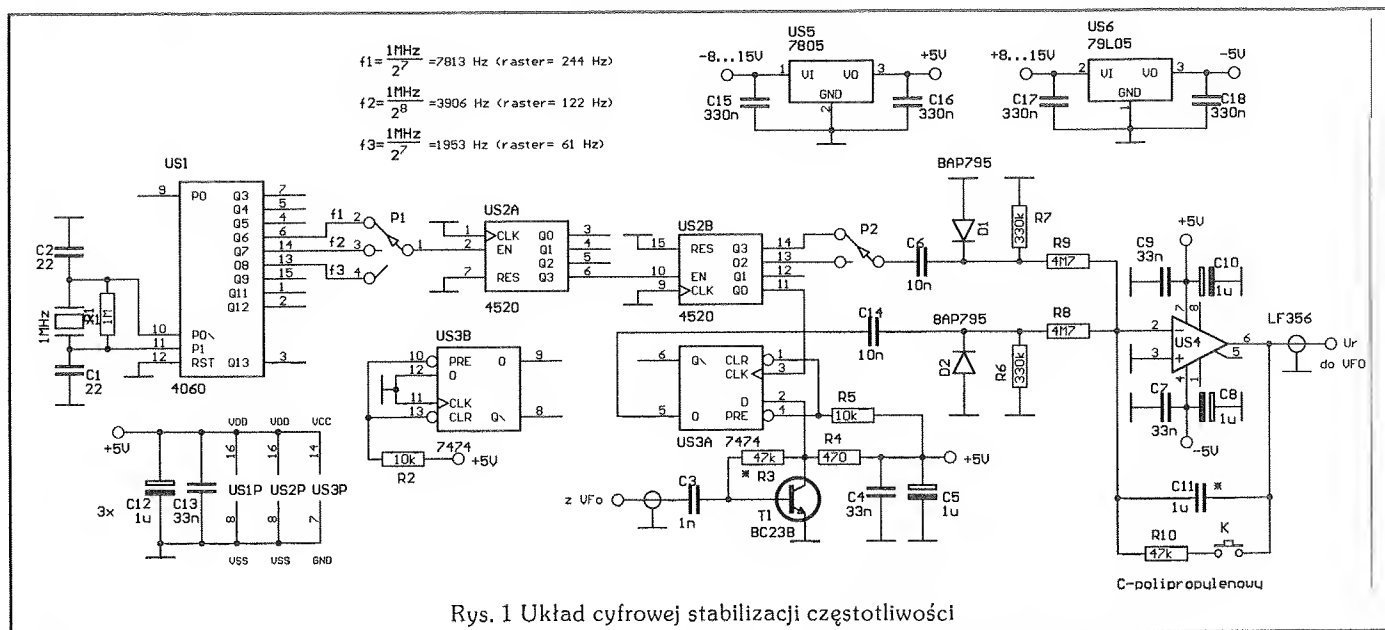
## Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FLL

W "Radioelektroniku" nr 2/1982 [L] został opisany niezwykle prosty i skuteczny układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FLL (Frequency Locked Loop) z mieszaczem harmonicznym na przerzutniku D typu 4013. Jedyną chyba wadą przedstawionego tam rozwiązania jest niewielka maksymalna częstotliwość pracy układu FLL – wynosząca 6...7 MHz.

Układ FLL mogący pracować te-

oretycznie do ok. 50...60 MHz, z mieszaczem harmonicznym na układzie scalonym 74HCT74, przedstawiono na Rys.1. W praktyce czas odpowiedzi pętli FLL na zmieniającą się częstotliwość generatora w.cz. (zależny od rastra częstotliwości pętli FLL, tzn. odległości między sąsiednimi "prążkami", na których jest spełniony warunek synchronizmu oraz od stałej czasowej integratora) musi być krótszy

od czasu jaki "płynąca" częstotliwość VFO potrzebowałaby na przeskokowanie na sąsiedni "prążek" i dlatego, nie zawsze będzie możliwe osiągnięcie maksymalnej częstotliwości pracy (50...60 MHz). Generator częstotliwości wzorcowej (1 MHz) oraz zespół dzielników częstotliwości pracuje na układach scalonych US1 i US2 (4060 i 4520). Przełącznikiem P1 (używany jedynie podczas uruchamiania urzą-



dzienia) można zmieniać raster pętli FLL (244 Hz, 122 Hz lub 61 Hz). Jeśli zależy nam na płynnym przestrajaniu częstotliwości także pomiędzy sąsiednimi "prążkami", to do wyprowadzenia "10" lub "11" US1 należy dołączyć kondensator zmienny 30 pF. Mieszacz harmoniczny pracuje na US3 (74HCT74). Częstotliwość  $f_q$  na jego wyjściu wynosi:

$f_a = |f_{VFO} - k f_t|$ , gdzie  $k$  jest dowolną liczbą naturalną (wykres zależności częstotliwości  $f_a$  w mieszaczu harmonicznym od częstotliwości wejściowej  $f_{VFO}$  i  $f_t$  przedstawiono na Rys.2), stąd

$f_{VFO} = k f_t \pm f_q$ . Warunek synchronizacji jest spełniony gdy  $f_q = f_t$ , czyli  $f_{VFO} = k f_t + f_t$  bądź  $f_{VFO} = k f_t - f_t$ , zależnie od kierunku włączenia diod D1 i D2, obcinających zróżniczkowane przebiegi  $f_q$  i  $f_t$ . Odpowiedni kierunek zmian napięcia regulacyjnego, utrzymującego generator w stanie synchronizmu, może być zapewniony wyłącznie na ro-

nących albo na opadających zboczach przebiegu przedstawionego na Rys.2. Dla kierunku włączenia diod D1 i D2 jak na Rys.1, warunek synchronizacji jest spełniony, gdy  $f_{\text{vco}} = k f_1 + f_2$ .

Rzeczywisty przebieg na wyjściu mieszacza harmonicznego jest zależny od współczynnika wypełnienia sygnału wejściowego i wygląda tak jak pokazano na Rys.2b. Aby uniknąć sytuacji, gdy  $f_0$  nie może osiągnąć wartości  $f_r = 0.25 f_1$ , przewidziano możliwość dwukrotnego zmniejszenia częstotliwości przebiegu  $f_r$  (przy pomocy przełącznika P2). Przy dwukrotnym zmniejszeniu wartości  $f_r$  raster pętli FLL nie ulega zmianie. Zmianie ulegają jedynie wartości częstotliwości, przy których zachodzi stan synchronizacji (co jest nieistotne).

Szybkość działania pętli FLL można zwiększyć zmniejszając wartość kondensatora  $C = 1\mu\text{F}$  w integratorze na wzmacniaczu ope-

racyjnym LF356 (US4). W każdym takim przypadku należy sprawdzić przy pomocy odbiornika radiokomunikacyjnego, czy na sygnale z generatora w.cz. nie słychać drgań (modulacji) spowodowanych pracą pętli FLL.

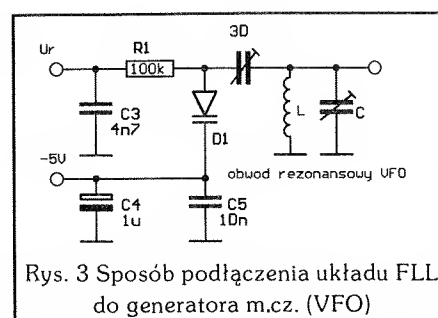
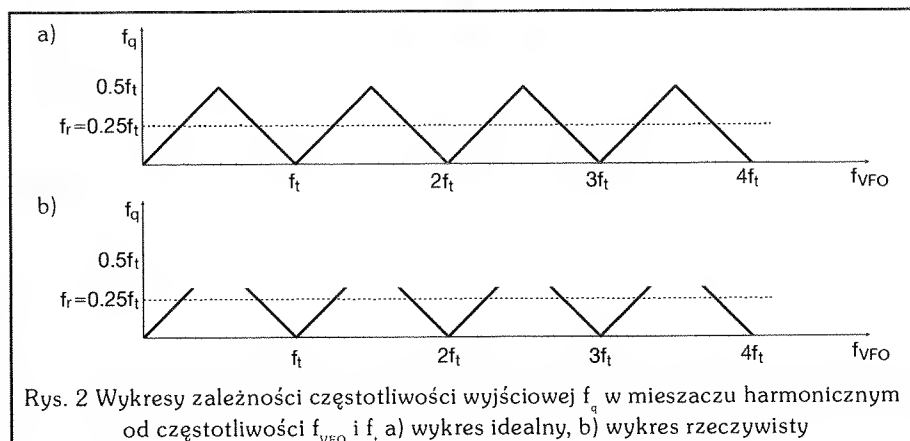
Na Rys.3 przedstawiono sposób podłączenia układu FLL do generatora w.cz. Katoda diody pojemnościowej jest spolaryzowana napięciem  $-5V$ . Dzięki temu, napięcie na wyjściu integratora zmieniające się od  $-4.5V$  do  $+4.5V$  wywołuje zmianę napięcia polaryzującego diodę pojemnościową od  $0.5$  do  $9.5V$ .

Generator w.cz. oraz układ FLL powinny być starannie zaekranowane.

Andrzej Kusiak

## LITERATURA

Partyka B., Zuber A.: FLL – nowy system  
strojenia. "Radioelektronik" nr 2/1982



# Budujemy prosty 32 bitowy generator wzorcowy

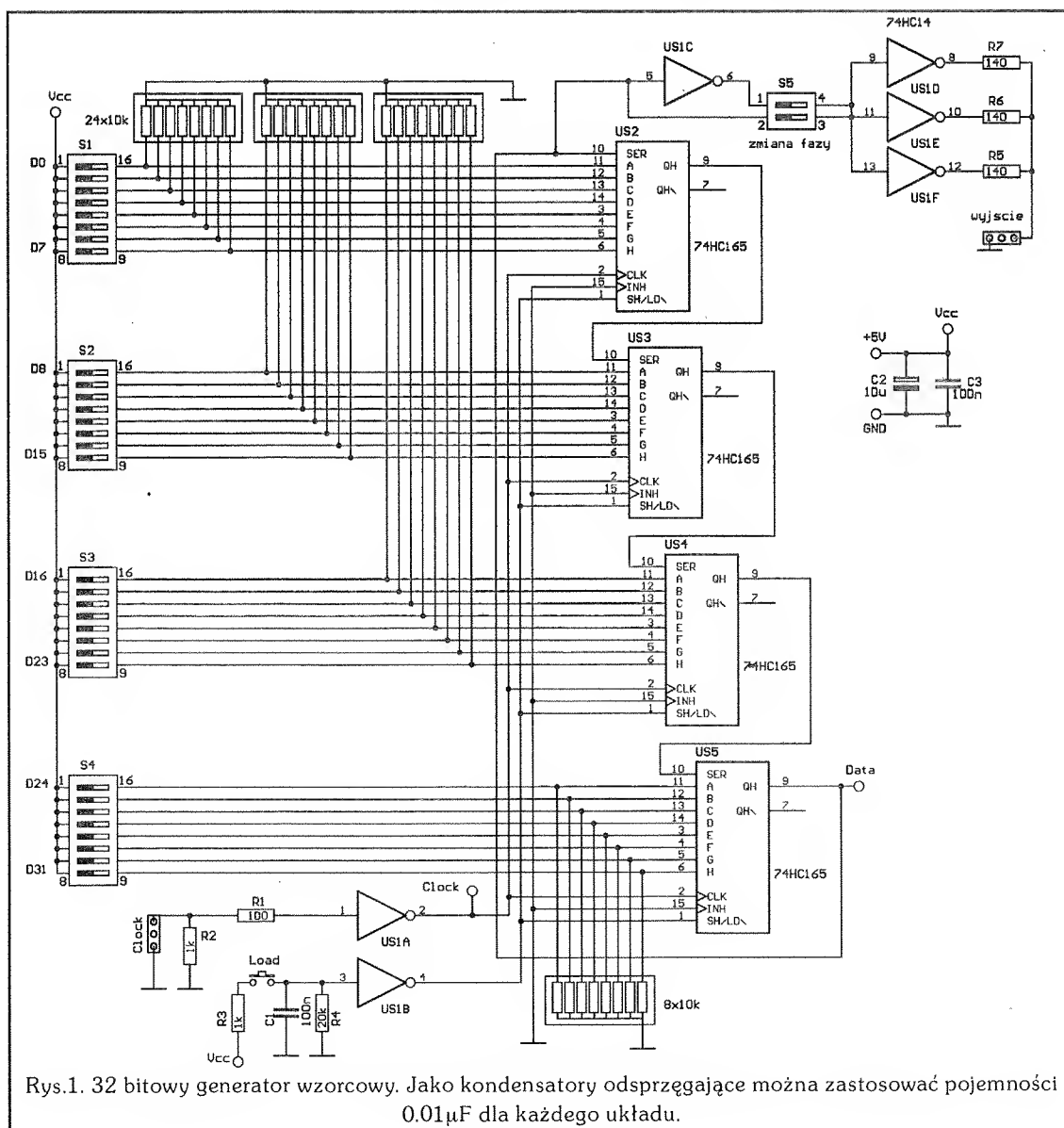
Podczas projektowania układów cyfrowych zakładamy na jakie pobudzenia dany układ musi reagować i jaka ma być odpowiedź tego układu. Wykonujemy projekt, uruchamiamy go i co dalej? Jak sprawdzić czy działa poprawnie? W jaki sposób pobudzić dany układ, jak wygenerować odpowiednie wzory pobudzeń? Poniżej opisano pewien praktyczny układ, który pomoże nam rozwiązać ten problem. Przy pomocy tego układu możliwe będzie zaprogramować sobie dowolny 32 bitowy ciąg bitów i generować go cyklicznie z praktycznie dowolną częstotliwością.

Prosty 32 bitowy generator wzorcowy przedstawiony na Rys.1 może pracować przy wysokich częstotliwościach. Cztery 8 bitowe rejestry przesuwne typu 74HC165 stanowią 32 bitowy równoległo-szeregowy konwerter (U2 ÷ U5 połączone w kaskadę Rys.1). Każdy z rejestrów przesuwnych otrzymuje dane równoległe z 8 bitowych przełączników S1 ÷ S4. Na tych przełącznikach ustawiany jest 32 bitowy, który będzie szeregowo wysuwany po załadowaniu równoległym tego wzorca sygnałem SH/LD. Ładowanie równoległe jest inicjowane przez naciśnięcie przycisku LOAD, który spowoduje

pojawienie się niskiego poziomu na wyjściu bramki U<sub>1B</sub> czyli na wejściach SH/LD układów U2 ÷ U5. W ten sposób zostanie załadowany wzorec 32 bitowy. Kondensator 0.1μF, który jest połączony do wejścia bramki U<sub>1B</sub> służy do eliminowania zakłóceń, które powstają w momencie przełączania przycisku LOAD. Stany pojawiające się na wyjściu są cykliczne dzięki temu, że z wyjścia DATA jest zwrotnie podawany sygnał do wejścia pierwszego rejestru przesuwnego. W efekcie ten sam zaprogramowany wcześniej przebieg cyklicznie wę-

druje przez rejestry przesuwne i pojawia się na wyjściu. Kolejne bity danych przesuwane są opadającym zboczem sygnału zegarowego Clock, który po odwróceniu fazy na bramce U<sub>1A</sub> podawany jest równoległe do wszystkich wejść zegarowych CLK układów U2 ÷ U5. Wyjście sygnału jest zbierane z wejścia pierwszego rejestru przesuwnego U2 – patrz Rys.1. i buforowane przez bramki U<sub>10</sub>, U<sub>1E</sub>, U<sub>1F</sub>. Trzy rezystory 140Ω oraz trzy równoległe bramki U<sub>10</sub>, U<sub>1E</sub> i U<sub>1F</sub> formują bar-

ciąg dalszy na str. 21



Rys.1. 32 bitowy generator wzorcowy. Jako kondensatory odsprężające można zastosować pojemności 0.01μF dla każdego układu.



Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

- Napięcie zasilania,  $V_{CC}$ ..... -0.5 do 7V
- Prąd wejściowy,  $I_{IK}(V_I < 0 \text{ lub } V_I > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$
- Prąd wyjściowy,  $I_{OK}(V_O < 0 \text{ lub } V_O > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$
- Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej,  $I_O(V_O=0 \text{ do } V_{CC})$ .....  $\pm 25\text{mA}$
- Prąd przy pracy ciągłej poprzez  $V_{CC}$  lub GND.....  $\pm 50\text{mA}$
- Zakres temperatury pracy.....  $-65^\circ\text{C}$  do  $150^\circ\text{C}$

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC298		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH}=-20\text{ }\mu\text{A}$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5V	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
$V_{OL}$	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH}=-4\text{mA}$	4.5V	3.98	4.30		3.84		V
	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH}=-5.2\text{mA}$	6V	5.48	5.80		5.34		
	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL}=20\text{ }\mu\text{A}$	2V		0.002	0.1		0.1	
$V_{OL}$	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL}=4\text{mA}$	4.5V		0.17	0.26		0.33	V
	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL}=5.2\text{mA}$	6V		0.15	0.26		0.33	
	$V_I=V_{CC}$ lub 0	6V		$\pm 0.1$	$\pm 100$		$\pm 1000$	
$I_{CC}$	$V_I=V_{CC}$ lub 0, $I_O=0$	6V			8		80	$\mu\text{A}$
$C_I$		2 do 8V		3	10		10	pF

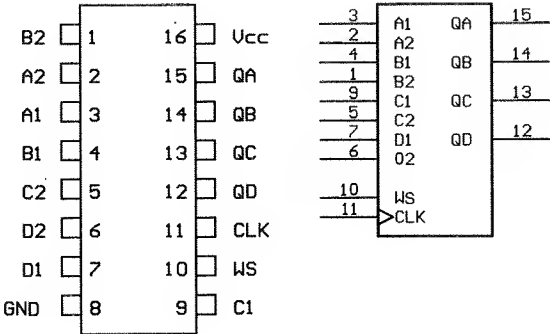
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC298		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$f_{max}$			2V 4.5V 6V	8.5 33 38			5.5 27 31		MHz
$t_{pd}$	CLK	każde	2V 4.5V 6V		46 15 12	125 25 21		155 31 26	ns
$t_t$		każde	2V 4.5V 6V		38 8 6	75 15 13		95 19 16	ns

Zalecane warunki pracy

		SN 74HC298			JEDN.
		MIN	NOM	MAX	
$V_{CC}$		2	5	6	V
$V_{IH}$	$V_{CC}=2\text{V}$	1.5			V
	$V_{CC}=4.5\text{V}$	3.15			
	$V_{CC}=6\text{V}$	4.2			
$V_{IL}$	$V_{CC}=2\text{V}$	0		0.3	V
	$V_{CC}=4.5\text{V}$	0		0.9	
	$V_{CC}=6\text{V}$	0		1.2	
$V_I$		0		$V_{CC}$	V
$V_O$		0		$V_{CC}$	V
$t_t$	$V_{CC}=2\text{V}$	0		1000	ns
	$V_{CC}=4.5\text{V}$	0		500	
	$V_{CC}=6\text{V}$	0		400	
$T_A$		-40		85	°C

Opis wyprowadzeń



8 bitowy uniwersalny dwukierunkowy rejestr przesuwający z  
wyjściami 3–stanowymi

# 74HC299

Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, $V_{CC}$ .....	-0.5 do 7V
Prąd wejściowy, $I_{IK}$ ( $V_I < 0$ lub $V_I > V_{CC}$ ).....	$\pm 20$ mA
Prąd wyjściowy, $I_{OK}$ ( $V_O < 0$ lub $V_O > V_{CC}$ ).....	$\pm 20$ mA
Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, $I_O$ ( $V_O = 0$ do $V_{CC}$ ).....	$\pm 35$ mA
Prąd przy pracy ciągłej poprzez $V_{CC}$ lub GND.....	$\pm 70$ mA
Zakres temperatury pracy.....	-65°C do 150°C

Zalecane warunki pracy. –  
identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC299		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -20 \mu A$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -4$ mA lub $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -6$ mA lub $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -5.2$ mA lub $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -7.8$ mA	4.5V	3.98	4.30		3.84		V
$V_{OL}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 20 \mu A$	2V		0.002	0.1		0.1	
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
		6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 4$ mA lub $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 6$ mA lub $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 5.2$ mA lub $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 7.8$ mA	4.5V		0.17	0.26		0.33	V
$I_I$	$V_I = V_{CC}$ lub 0	6V		$\pm 0.1$	$\pm 100$		$\pm 1000$	
$I_{OZ}$	$V_O = V_{CC}$ lub 0, $V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$	6V		$\pm 0.01$	$\pm 0.5$		$\pm 5$	$\mu A$
$I_{CC}$	$V_I = V_{CC}$ lub 0, $I_O = 0$	6V			8		80	$\mu A$
$C_I$		2 do 6V		3	10		10	pF

\* dla przejść  $Q_A - Q_H$  parametr  $I_I$  zawiera się w wyjściowym prądzie w stanie QFF

\*\* parametr  $C_I$  nie odnosi się do końcówek I/Q ( $Q_A - Q_H$ )

Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

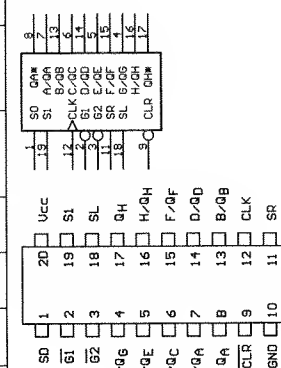
PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC299		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$t_{pd}$	CLK	$Q_A$ thru $Q_H$	2V		56	230		288	ns
			4.5V		21	46		58	
			6V		16	39		49	
$t_{en}$	$\overline{G1}$ lub $\overline{G2}$	$Q_A$ thru $Q_H$	2V		94	220		275	ns
			4.5V		38	44		55	
			6V		33	37		47	
	$\overline{S0}$ lub $\overline{S1}$	$Q_A$ thru $Q_H$	2V		130	450		563	ns
			4.5V		59	90		113	
			6V		49	77		96	
$t_{PHL}$	CLR	$Q_A$ thru $Q_H$	2V		63	260		325	ns
			4.5V		21	52		65	
			6V		17	44		55	
$t_t$		$Q_A$ thru $Q_H$	2V		45	210		265	ns
			4.5V		17	42		53	
			6V		13	36		45	

Tabela funkcji

	WEJŚCIA						WEJŚCIA/WYJŚCIA										WYJŚCIA	
TRYB	CLR	WYBÓR		WYJŚCIE		CLK	SZEREGOWE		A/Q <sub>A</sub>	B/Q <sub>B</sub>	C/Q <sub>C</sub>	D/Q <sub>D</sub>	E/Q <sub>E</sub>	F/Q <sub>F</sub>	G/Q <sub>G</sub>	H/Q <sub>H</sub>	Q <sub>A</sub>	Q <sub>H</sub>
		FUNKCJI		KONTROLNE			SL	SR										
		S1	S0	$\overline{G1}^*$	$\overline{G2}^*$													
ZERQWANIE	L	X	L	L	L	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
	L	L	X	L	L	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
	L	H	H	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L
ZATRZYMANIE	H	L	L	L	L	X	X	X	Q <sub>A0</sub>	Q <sub>B0</sub>	Q <sub>C0</sub>	Q <sub>D0</sub>	Q <sub>E0</sub>	Q <sub>F0</sub>	Q <sub>G0</sub>	Q <sub>H0</sub>	Q <sub>A0</sub>	Q <sub>H0</sub>
	H	X	X	L	L	L	X	X	Q <sub>AD</sub>	Q <sub>BD</sub>	Q <sub>CD</sub>	Q <sub>DD</sub>	Q <sub>ED</sub>	Q <sub>FD</sub>	Q <sub>GD</sub>	Q <sub>HD</sub>	Q <sub>AD</sub>	Q <sub>HD</sub>
PRZESUW W PRAWO	H	L	H	L	L	↑	X	H	H	Q <sub>A1</sub>	Q <sub>B1</sub>	Q <sub>C1</sub>	Q <sub>D1</sub>	Q <sub>E1</sub>	Q <sub>F1</sub>	Q <sub>G1</sub>	H	Q <sub>B1</sub>
	H	L	H	L	L	↑	X	L	L	Q <sub>A1</sub>	Q <sub>B1</sub>	Q <sub>C1</sub>	Q <sub>D1</sub>	Q <sub>E1</sub>	Q <sub>F1</sub>	Q <sub>G1</sub>	L	Q <sub>B1</sub>
PRZESUW W LEWO	H	H	L	L	L	↑	H	X	Q <sub>B1</sub>	Q <sub>C1</sub>	Q <sub>D1</sub>	Q <sub>E1</sub>	Q <sub>F1</sub>	Q <sub>G1</sub>	Q <sub>H1</sub>	H	Q <sub>B1</sub>	H
	H	H	L	L	L	↑	L	X	Q <sub>B1</sub>	Q <sub>C1</sub>	Q <sub>D1</sub>	Q <sub>E1</sub>	Q <sub>F1</sub>	Q <sub>G1</sub>	Q <sub>H1</sub>	L	Q <sub>B1</sub>	L
ŁADQWANIE	H	H	H	X	X	↑	X	X	a	b	c	d	e	f	g	h	a	h

\* kiedy jeden z dwóch bitów  $\overline{G1}$ ,  $\overline{G2}$  (lub obydwu) jest w stanie wysokim, wszystkie końcówki I/Q są odcięte stanem wysokiej impedancji, natomiast operacje szeregowo lub zerowanie są możliwe

Opis wyprowadzeń



Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, $V_{CC}$ .....	-0.5 do 7V
Prąd wejściowy, $I_{IK}(V_I < 0 \text{ lub } V_I > V_{CC})$ .....	$\pm 20\text{mA}$
Prąd wyjściowy, $I_{OK}(V_O < 0 \text{ lub } V_O > V_{CC})$ .....	$\pm 20\text{mA}$
Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, $I_O(V_O = 0 \text{ do } V_{CC})$ .....	$\pm 35\text{mA}$
Prąd przy pracy ciągłej poprzez $V_{CC}$ lub GND.....	$\pm 70\text{mA}$
Zakres temperatury pracy.....	$-65^\circ\text{C}$ do $150^\circ\text{C}$

Zalecane warunki pracy –  
identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC352		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -20 \mu\text{A}$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5V	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
$V_{OL}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -6\text{mA}$	4.5V	3.98	4.30		3.84		V
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -7.8\text{mA}$	6V	5.48	5.80		5.34		
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 20 \mu\text{A}$	2V		0.002	0.1		0.1	
$V_{OL}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 6\text{mA}$	4.5V		0.001	0.1		0.1	V
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 7.8\text{mA}$	6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 7.8\text{mA}$	4.5V		0.17	0.26		0.33	
$I_I$	$V_I = V_{CC}$ lub 0	6V		$\pm 0.1$	$\pm 100$		$\pm 1000$	nA
$I_{OZ}$	$V_O = V_{CC}$ lub 0	6V		$\pm 0.01$	$\pm 0.5$		$\pm 5$	$\mu\text{A}$
$I_{CC}$	$V_I = V_{CC}$ lub 0, $I_O = 0$	6V			8		80	$\mu\text{A}$
$C_I$		2 do 6V		3	10		10	pF

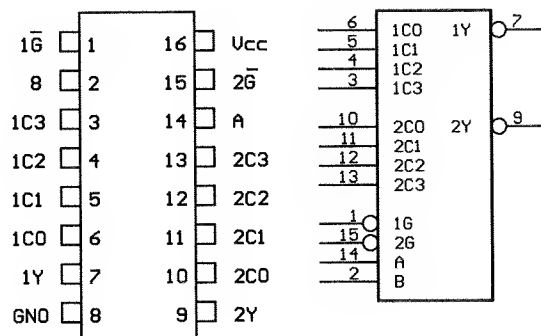
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC352		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$t_{pd}$	A lub B	Y	2V		58	185		230	ns
			4.5V		17	37		46	
			6V		14	32		39	
$t_{pd}$	Dane (każde C)	Y	2V		47	175		220	ns
			4.5V		14	35		44	
			6V		12	30		37	
$t_{pd}$	$\bar{G}$	Y	2V		27	135		170	ns
			4.5V		10	27		34	
			6V		8	23		29	
$t_t$		Y	2V		20	60		75	ns
			4.5V		8	12		15	
			6V		6	10		13	

Tabela funkcji

WYBÓR WEJŚĆ		DANE WEJŚCIOWE				WYJŚCIE DOSTĘPNE	WYJŚCIE
B	A	C0	C1	C2	C3	$\bar{G}$	Y
X	X	X	X	X	X	H	H
L	L	L	X	X	X	L	H
L	L	H	X	X	X	L	L
L	H	X	L	X	X	L	H
L	H	X	H	X	X	L	L
H	L	X	X	L	X	L	H
H	L	X	X	H	X	L	L
H	H	X	X	X	L	L	H
H	H	X	X	X	X	L	L

Opis wyprowadzeń



74HC353

Zalecane warunki pracy –  
identyczne jak 74HC298

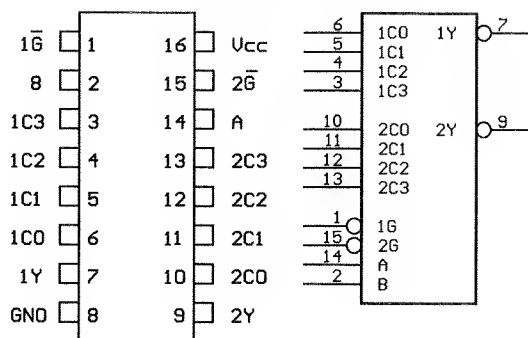
Zakres temperatury pracy.....  $-65^{\circ}\text{C}$  do  $150^{\circ}\text{C}$

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC353		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -20 \mu A$	2V 4.5 6V	1.9 4.4 5.9	1.998 4.499 5.999		1.9 4.4 5.9		V
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -6mA$	4.5V	3.98	4.30		3.84		
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -7.8mA$	6V	5.48	5.80		5.34		
$V_{OL}$	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 20 \mu A$	2V 4.5V 6V		0.002 0.001 0.001	0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1	V
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 6mA$	4.5V		0.17	0.26		0.33	
	$V_I = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 7.8mA$	6V		0.15	0.26		0.33	
$I_I$	$V_I = V_{CC}$ lub 0	6V		±0.1	±100		±1000	nA
$I_{OZ}$	$V_O = V_{CC}$ lub 0	6V		±0.01	±0.5		±5	μA
$I_{CC}$	$V_I = V_{CC}$ lub 0, $I_O = 0$	6V			8		80	μA
$C_I$		2 do 6V		3	10		10	pF

PARAMETR	OD (WĘJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	V <sub>CC</sub>	TA=25°C			SN74HC353		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
t <sub>pd</sub>	A lub B	Y	2V		60	185		230	ns
			4.5V		17	37		46	
			6V		14	32		39	
t <sub>pd</sub>	Dane (każde C)	Y	2V		48	175		220	ns
			4.5V		14	35		44	
			6V		11	30		37	
t <sub>en</sub>	$\overline{G}$	Y	2V		37	135		170	ns
			4.5V		11	27		34	
			6V		9	23		29	
t <sub>dis</sub>	$\overline{G}$	Y	2V		22	135		170	ns
			4.5V		13	27		34	
			6V		11	23		29	
t <sub>i</sub>		każde	2V		20	60		75	ns
			4.5V		8	12		15	
			6V		6	10		13	

### Opis wyprowadzeń

WYBÓR WEJŚĆ		DANE WEJŚCIOWE				WYJŚCIE DOSTĘPNE	WYJŚCIE
B	A	C0	C1	C2	C3	$\bar{G}$	Y
X	X	X	X	X	X	H	Z
L	L	L	X	X	X	L	H
L	L	H	X	X	X	L	L
L	H	X	L	X	X	L	H
L	H	X	H	X	X	L	L
H	L	X	X	L	X	L	H
H	L	X	X	H	X	L	L
H	H	X	X	X	L	L	H
H	H	X	X	X	X	L	L





ciąg dalszy ze str. 16

dzo szybkie 50Ω wyjście generatora. Faza sygnału wyjściowego może być zmieniana za pomocą przełącznika S5, który podaje na wyjście sygnał prosty lub odwrócony po przejściu przez bramkę inwertującą  $U_{1C}$ .

Układ ten może być przydatny i wygodny przy testowaniu cyfrowego odbioru i może pracować z prędkościami nawet powyżej 10Mbit/s. Wyższe prędkości pracy układu mogą być osiągnięte przez zamianę układów serii HC na układy z szybszej rodziny układów cyfrowych. W przypadku, gdy chce-

my uzyskać dłuższe wzorcowe sekwencje można dodawać kolejne rejestry przesuwne kaskadowo wg. Rys.1.

Aleksander Rode

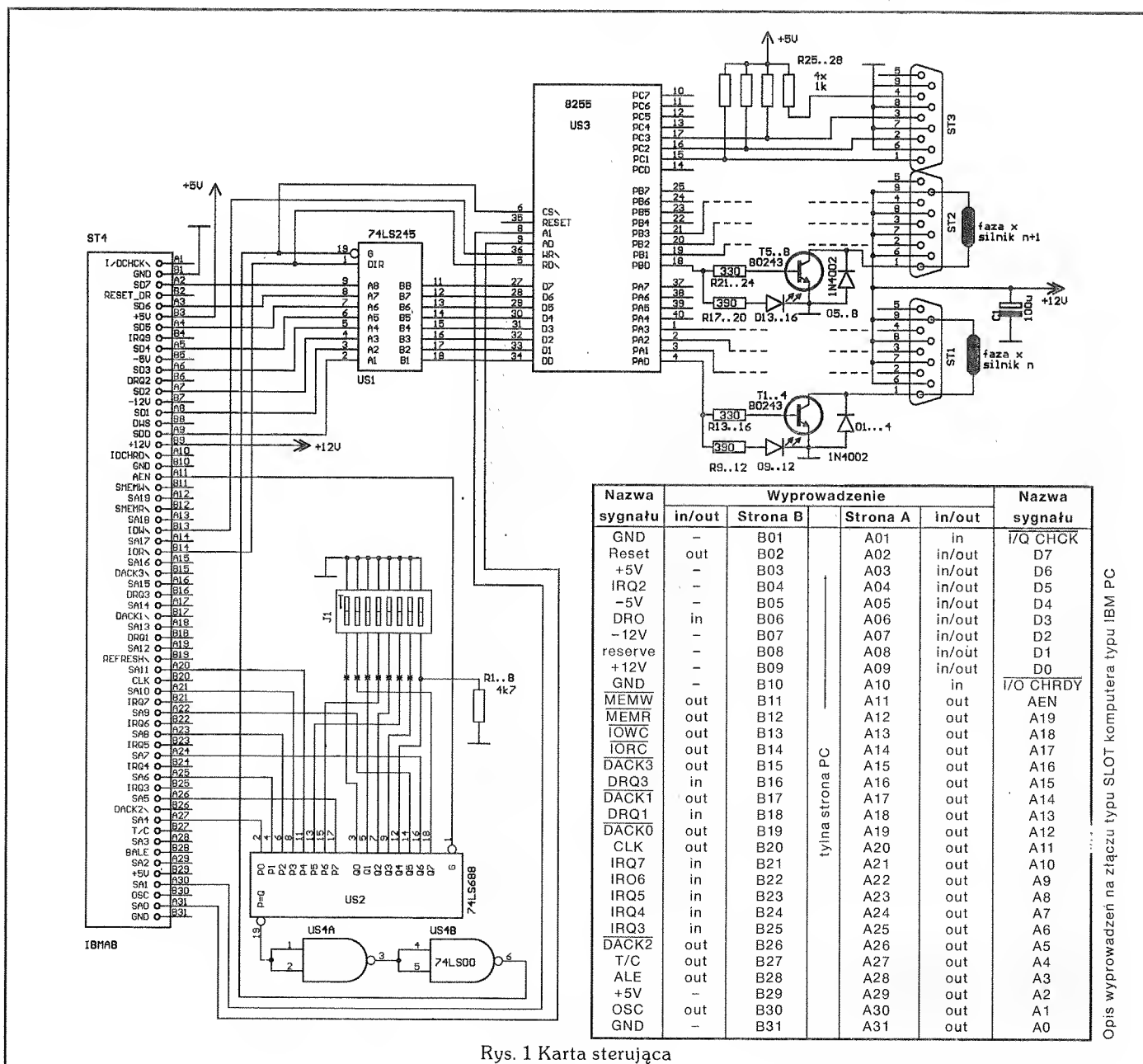
Opracowano na podstawie:  
Electronic Design 2/91

## Silnik krokowy z PC-tem

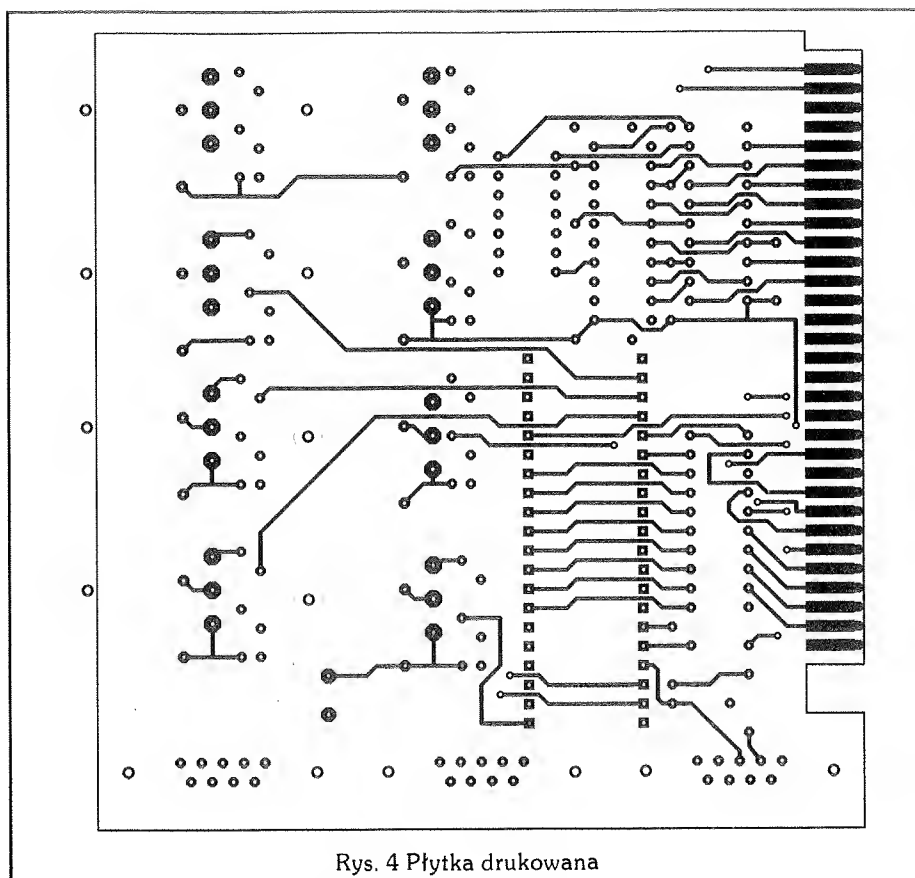
Przedstawiona zostanie karta sterująca dla komputera typu IBM PC umożliwiająca przyłączenie

dwóch silników krokowych z obciążeniem ok. 18W/fazę. Gdyby to nie wystarczało, jest możliwość użycia

dodatkowego układu wspomagającego w formie eurokarty, który jest w stanie dostarczyć do 30W mocy.



Rys. 1 Karta sterująca



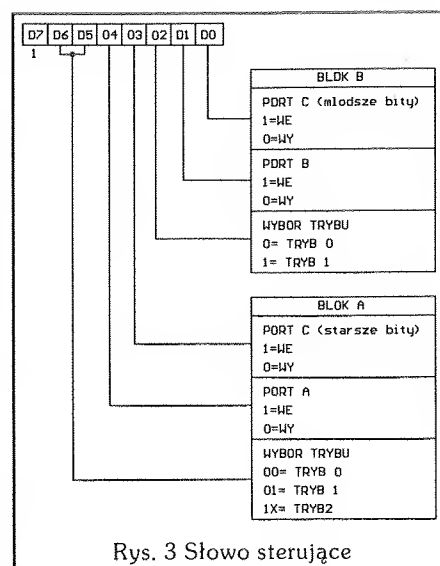
Rys. 4 Płytkę drukowaną

Schematy ideowy i montażowy obu układów są na rysunkach, odpowiednio, 1 i 6.

W skład karty wchodzi popularny programowalny układ interfejsu

równoległego I/O 8255, dekodер adresu na układzie 74LS688, bufor magistrali 74LS245 i wykonawcze tranzystory mocy BD243.

Układ 8255 posiada 3 porty I/O:



Rys. 3 Słowo sterujące

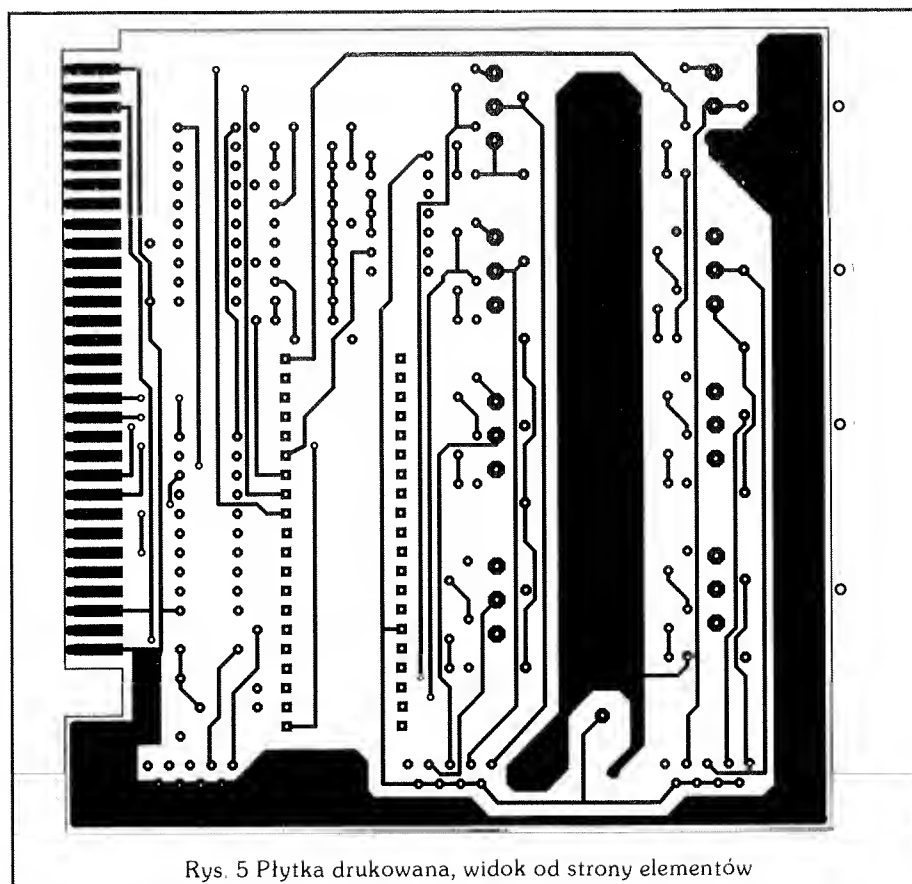
A, B, C. Są one zgrupowane w dwa bloki: A – port A i starszy półbajt portu C – oraz B – port B i młodszy półbajt portu C. Przepływem danych w układzie 8255 sterują bity adresowe A0, A1 następująco:

A1	A0	D7...D0
0	0	port A
0	1	port B
1	0	port C
1	1	rejestr sterujący

Konfigurację portów określa słowo sterujące wczytywane do rejestru sterującego (rys.3). Oba bloki mogą niezależnie pracować w trzech różnych stanach, z których tylko pierwszy będzie brany pod uwagę w przedstawionym rozwiązaniu. Wybór rodzaju pracy 0 powoduje, że bity 2, 5 i 6 słowa sterującego muszą być równe 0, zaś bity 0, 1, 3 i 4 określają rodzaj pracy portów (In czy Out). Bit D7 ustawiany jest zawsze na 1. Możliwe konfiguracje portów są przedstawione w tabeli 1.

Inicjalizujące słowo sterujące przyjęto w postaci 10000001 (129), co powoduje, że porty A i B zostaną ustawione jako wyjściowe, zaś młodsza połówka portu C jako wejście dla ewentualnych wyłączników krańcowych.

Karta jest wybierana liniami A4...A11 przez porównanie w komparatorze IC2 z adresem ustawionym jumperem J1. Włożenie mostka odpowiada ustawieniu wartości bitu na 0. W podanym tu przykładowym programie adres karty wynosi 0DE0h, więc mostki powinny być obsadzone w pozycjach H i C. Wyjścia portów sterują tranzysto-



Rys. 5 Płytkę drukowaną, widok od strony elementów

Tabela 1

D4	D3	D1	D0	blok A		nr	blok B	
				portA	portC		portB	portC
				H-bit			L-bit	
0	0	0	0	OUT	OUT	0	OUT	OUT
0	0	0	1	OUT	OUT	1	OUT	IN
0	0	1	0	OUT	OUT	2	IN	OUT
0	0	1	1	OUT	OUT	3	IN	IN
0	1	0	0	OUT	IN	4	OUT	OUT
0	1	0	1	OUT	IN	5	OUT	IN
0	1	1	0	OUT	IN	6	IN	OUT
0	1	1	1	OUT	IN	7	IN	IN
1	0	0	0	IN	OUT	8	OUT	OUT
1	0	0	1	IN	OUT	9	OUT	IN
1	0	1	0	IN	OUT	10	IN	OUT
1	0	1	1	IN	OUT	11	IN	IN
1	1	0	0	IN	IN	12	OUT	OUT
1	1	0	1	IN	IN	13	OUT	IN
1	1	1	0	IN	IN	14	IN	OUT
1	1	1	1	IN	IN	15	IN	IN

rami mocy BD243. Ponieważ przy odłączonych uzwojeniach silnika może wystąpić duże napięcie szczytowe, zastosowano diody

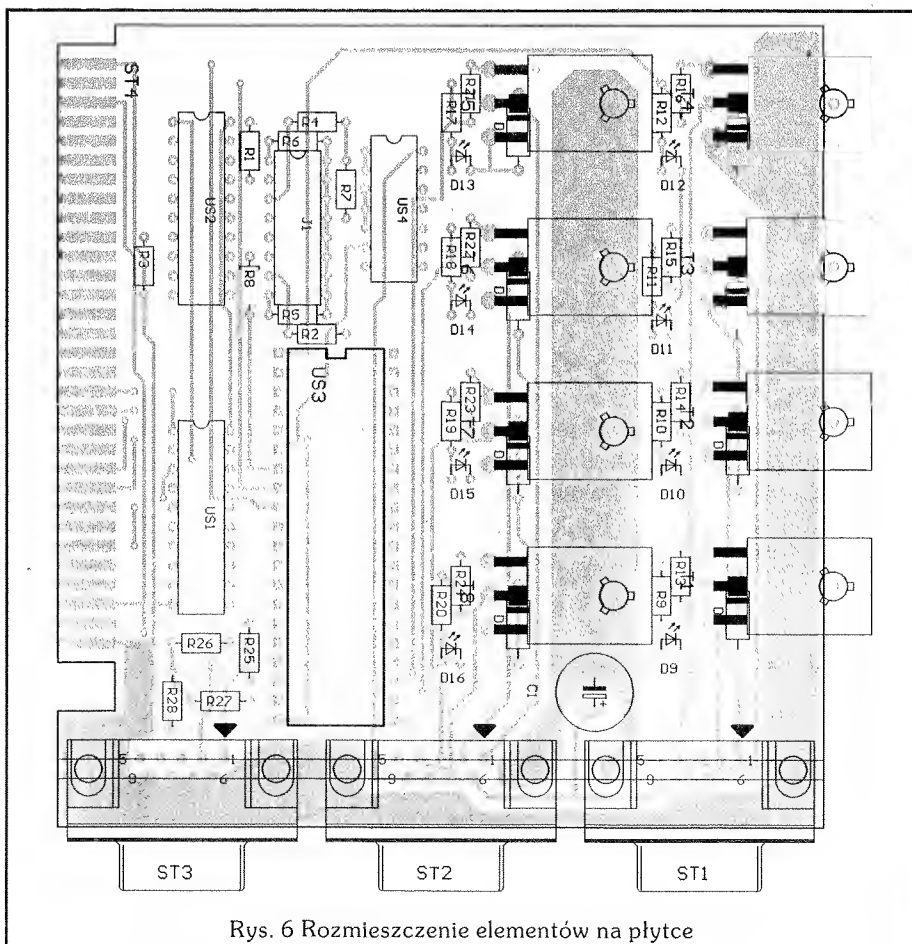
D1...D8 chroniące tranzystory przed zniszczeniem.

Diody świeące D1...D16 sygnalizują stan HI na wyjściach por-

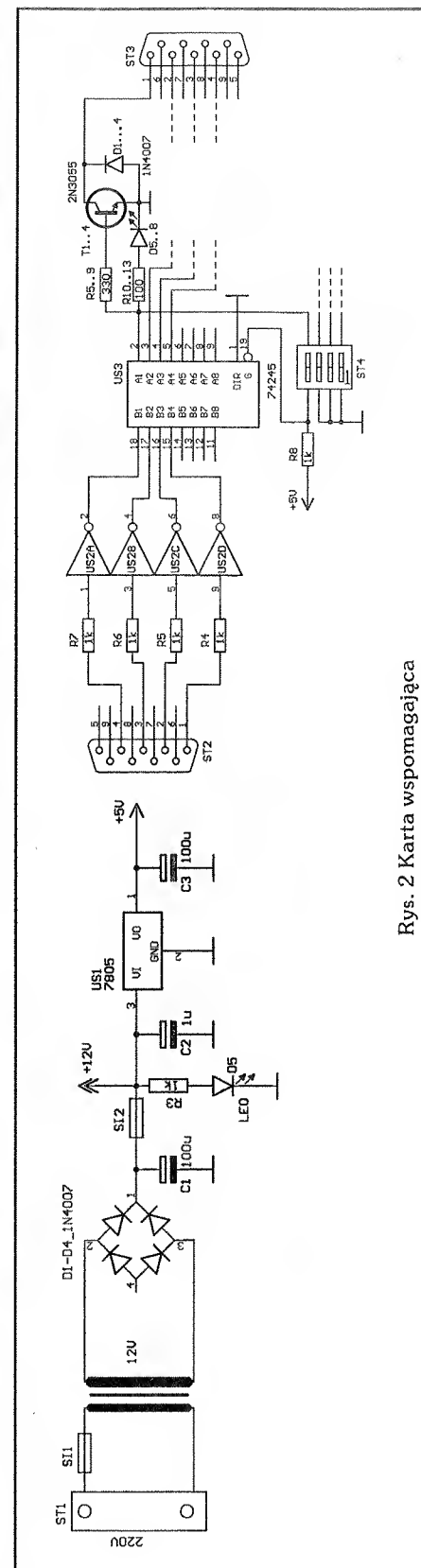
```

10 CLS
20 S=&HDE0
30 REM adres karty sterującej
40 OUT S+3,129
45 REM inicjalizacja portu
50 Y=S+0
55 REM adres portu A
60 A=1
70 B=2
80 C=4
90 D=8
100 PRINT "Taktowanie aktywne"
110 FOR F=0 TO 360
120 OUT Y,A+C
130 GOSUB 280
140 OUT Y,A+D
150 GOSUB 280
160 OUT Y,B+D
170 GOSUB 280
180 OUT Y,B+C
190 GOSUB 280
200 REM
210 NEXT F
220 OUT Y,0
230 STOP
280 FOR T=0 TO T=1
290 NEXT T
300 RETURN

```



Rys. 6 Rozmieszczenie elementów na płycie



Rys. 2 Karta wspomagająca

tów.

Napięcie zasilające silnik (12V) jest pobierane z zasilacza komputera, którego obciążalność jest oczywiście ograniczona. W razie potrzeby należy zastosować dodatkową kartę wspomagającą, która posiada własny zasilacz sieciowy na 5 i 12V (rys.2) i obsługuje je-

den silnik. Stąd na jedną kartę sterującą przypada dwie takie karty. Układ jest tak skonstruowany, że umożliwia proste połączenie między kartą sterującą a silnikiem. Jednakże masy obu kart nie mogą być ze sobą połączone!!

Sygnały sterujące są podane przez inwerter IC2 do wzmacniacza magistrali IC3. Daje to możliwość,

za pomocą wejścia EN, odłączenia prądu, gdy silnik znajduje się w stanie spoczynku. Można to wykonać jumperem (ST4) lub przełącznikiem na płycie czołowej. Pozostała część układu odpowiada karcie sterującej, z tym, że zastosowane są mocniejsze tranzystory.

Załączony został program demonstracyjny w Basicu (dla silnika

pracującego w układzie bipolarnym), który można wykorzystać przy uruchamianiu danego silnika.

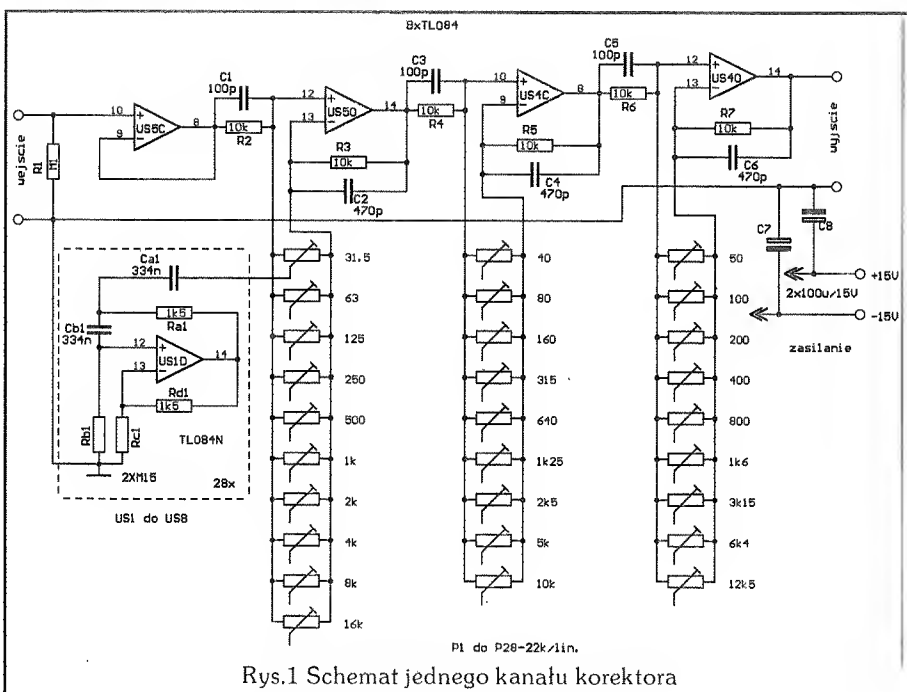
Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie Elrad 12/88

## Stereofoniczny, trzyoktawowy korektor graficzny

Obecnie nie ma już trudności w kompletowaniu sprzętu audio. Korektory graficzne są w miarę tanie i nie opłaca się robić ich domowym sposobem. Opisany poniżej jest małym wyjątkiem. Urządzenie to jest prawie profesjonalne. Posiada regulację w 28 pasmach, w zakresie częstotliwości od 31.5Hz do 16kHz. Zakres regulacji wynosi  $\pm 15\text{dB}$ , impedancja wejściowa  $100\text{k}\Omega$ , a wyjściowa  $0\Omega$ . Maksymalny poziom napięcia wejściowego wynosi 3V, a odstęp napięć zakłócających (potencjometry w środkowym położeniu) – 70dB. Parametry takie osiągnięto dzięki zastosowaniu wzmacniaczy operacyjnych typu TL084, które posiadają na wejściach tranzystory typu FET.

Rysunek 1 przedstawia schemat jednego kanału korektora. Drugi kanał jest taki sam. Dla uproszczenia zaznaczono linią przerywaną jeden z dwudziestu ośmiu obwodów rezonansowych. W pozostałych członach zmieniają się wartości  $C_a$  i  $C_b$ , rezystory natomiast



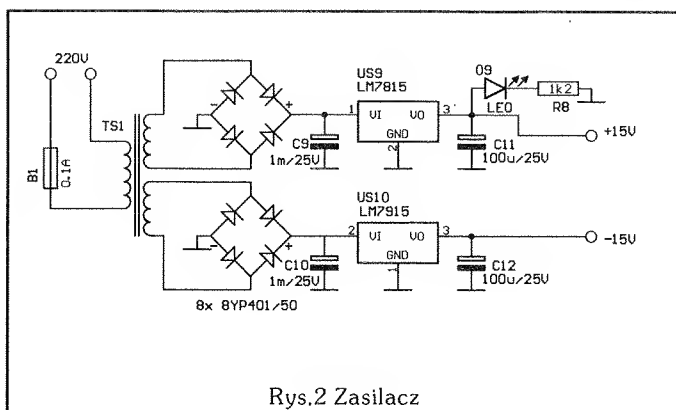
Rys.1 Schemat jednego kanału korektora

mają wszędzie taką samą wartość (spis elementów).

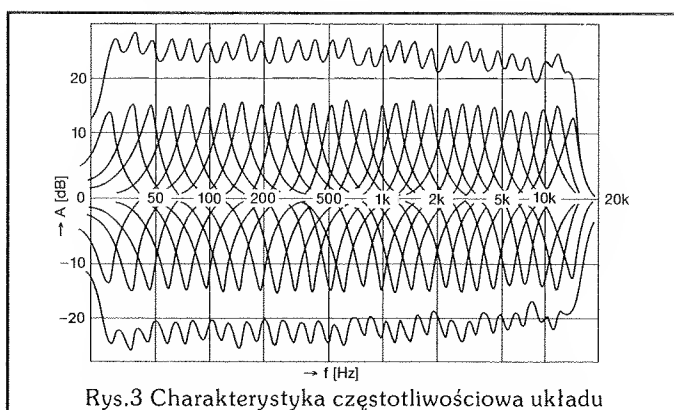
Na rysunku 2 pokazany jest zasilacz, natomiast rysunek 3 jest charakterystyką częstotliwościową

korektora.

Całe urządzenie należy zamknąć w metalowej obudowie.

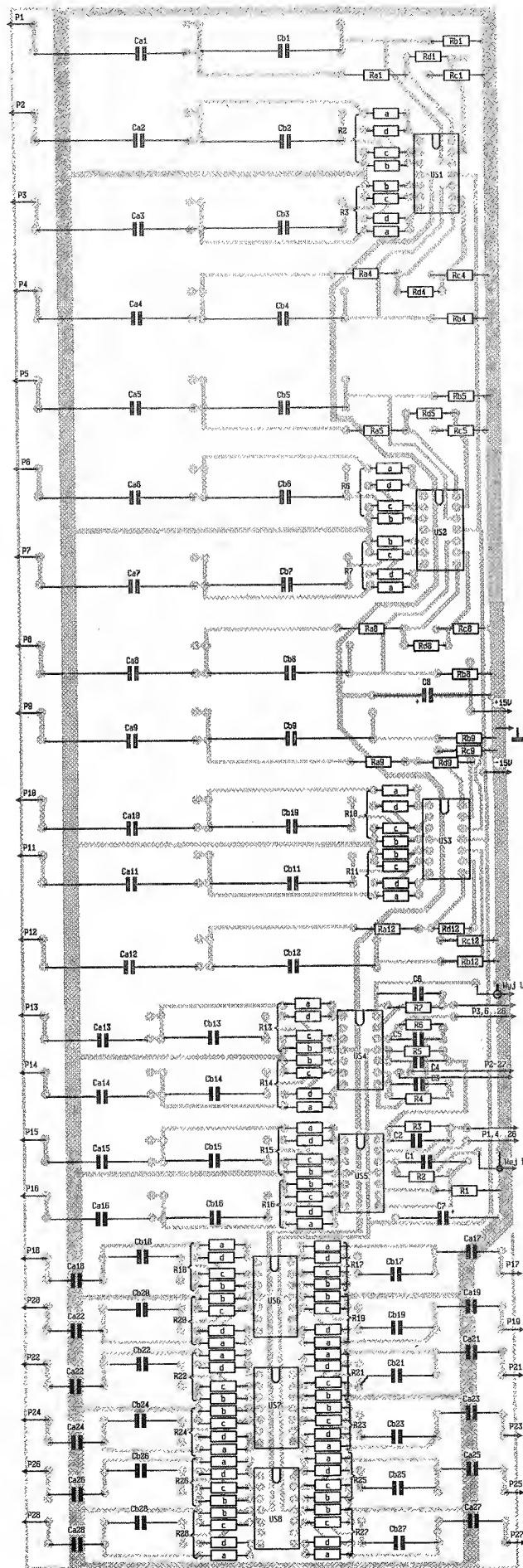
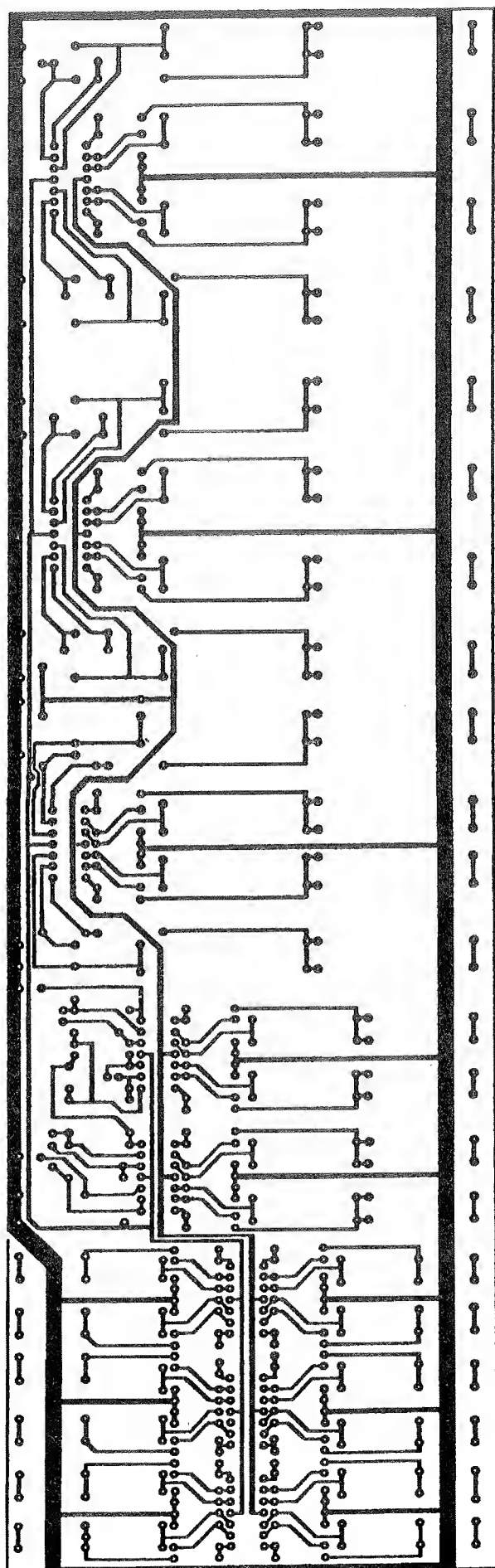


Rys.2 Zasilacz

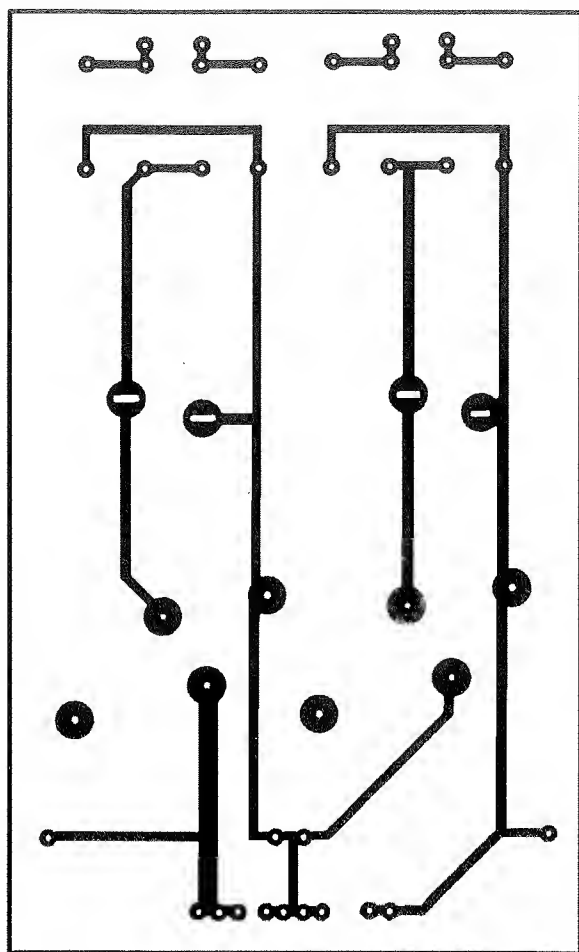


Rys.3 Charakterystyka częstotliwościowa układu

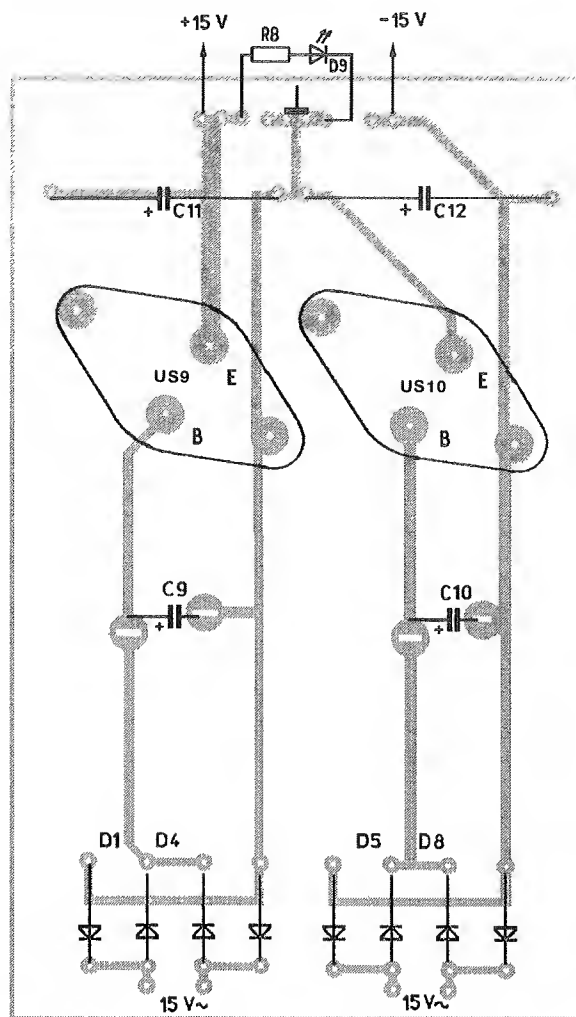




Rys.4 Obwód drukowany oraz rozmieszczenie elementów korektora



Rys.5 Płytki zasilacza



Rys.6 Rozmieszczenie elementów

## Spis elementów:

**Rezystory**

R1	0.1MΩ
R2÷R7	10kΩ
Ra1÷Ra25	1.5kΩ
Ra26	1.48kΩ
Ra27	1.43kΩ
Ra28	1.38kΩ
Rb1÷Rb28	0.15MΩ
Rc1÷Rc23	0.15MΩ
Rc24	0.135MΩ
Rc25	0.115MΩ
Rc26	95kΩ
Rc27	90kΩ
Rc28	82kΩ
Rd1÷Rd28	1.5kΩ
R8	1.2kΩ

**Potencjometry**

P1÷P28	22kΩ liniowy
--------	--------------

**Kondensatory**

CZĘSTOTLIWOŚĆ	NUMER	Ca=Cb
31.5Hz	1	530nF
40Hz	2	422nF
50Hz	3	211nF

63Hz	4	167nF
80Hz	5	132nF
100Hz	6	106nF
125Hz	7	84.2nF
160Hz	8	66.7nF
200Hz	9	53nF
250Hz	10	42.2nF
315Hz	11	33.4nF
400Hz	12	26.5nF
500Hz	13	21.1nF
630Hz	14	16.7nF
800Hz	15	13.2nF
1kHz	16	10.6nF
1.25kHz	17	8.42nF
1.6kHz	18	6.67nF
2kHz	19	5.3nF
2.5kHz	20	4.22nF
3.15kHz	21	3.34nF
4kHz	22	2.65nF
5kHz	23	2.11nF
6.3kHz	24	1.67nF
8kHz	25	1.32nF
10kHz	26	1.06nF
12.5kHz	27	842pF
16kHz	28	667pF

Wszystkie kondensatory mają tolerancję  $\pm 2\%$  (nieceramiczne)  
 C1,C3,C5 100pF ceramiczny  
 C2,C4,C6 470pF ceramiczny  
 C7,C8 100μF/15V  
 C9,C10 1000μF/25V  
 C11,C12 100μF/15V

**Półprzewodniki**

US1÷US8 TL084  
 US9÷US10 LM7815  
 D1÷D8 BYP 401/50  
 D9 dioda świecąca

**Transformator**

EI 20 x 25, pierwotne 2200zw.  
 0.15mm  
 wtórne 2 x 150zw.  
 0.35mm

Witold Dąbrowski

Od redakcji:

Lepsze efekty można osiągnąć stosując układy scalone TL074

# Spis artykułów – rocznik 1993

Tytuł	Autor	Nr.	Strona	Tytuł	Autor	Nr.	Strona
4-bitowy przetwornik BCD typu flash	Witold Wrotek	2/93	9	Ogłoszenia		7/93	31
Alarm samochodowy z układami CMOS	Adam Sztorc	10/93	11	Ogłoszenia		8/93	31
Alfanumeryczne wyświetlacze LTN 211, LTN 221, LTN 243	Zbigniew Korpak	9/93	25	Ogłoszenia		9/93	31
Amatorski sposób kalibracji częstotliwościomierzów cyfrowych	Andrzej Kusiak	5/93	18	Ogłoszenia		19/93	32
Analogowy układ mnożenia/dzielenia napięcia	Aleksander Rode	1/93	2	Ogłoszenia		11/93	29
Budujemy generator szumów	Aleksander Rode	1/93	17	Ogłoszenia		12/93	28
Budujemy prosty 32 bitowy generator wzorcowy	Aleksander Rode	12/93	16	Pamięć SRAM w rejestracji przebiegów analogowych	Robert Krzysztofek	10/93	23
Ciekawy dzielnik częstotliwości	Andrzej Kusiak	4/93	10	Parametry odbiornika radiowego	Andrzej Kusiak	9/93	11
Cykliczny bufor RAM jako generator opóźnień	Robert Krzysztofek	3/93	12	PC printer port jako dwukierunkowy port I/O	Robert Krzysztofek	5/93	17
Czasowo – proporcjonalny układ regulacji				PC printer port programuje pamięć EEPROM	Robert Krzysztofek	4/93	20
ogrzewania elektrycznego	Stawomir Szczęśniewicz	9/93	14	Pierwiastkujący układ ADC/DAC	Robert Krzysztofek	7/93	22
Elektroniczne strojenie gitar	Witold Dąbrowski	8/93	5	Pomiar bardzo małych rezystancji	Aleksander Rode	11/93	10
Elektroniczny aparat telefoniczny	Stawomir Szczęśniewicz	12/93	10	Pomiar w obwodach zawierających układy CMOS	Robert Krzysztofek	2/93	19
Elektroniczny mikrometr	Robert Krzysztofek	6/93	23	Poprawa własności sterujących wzmacniacza operacyjnego	Robert Krzysztofek	8/93	11
Filtry drabinkowe z rezonatorów				Precyzyjny prostownik do woltomierza cyfrowego	Witold Wrotek	1/93	8
piezoceramicznych 465 kHz w transceiverze CW/SSB	Andrzej Kusiak	11/93	26	Projektowanie kwarcowych filtrów drabinkowych	Andrzej Kusiak	6/93	9
Fuzzy Logic – nowa jakość				Prosty syntezytor mowy	Tomasz Durakiewicz	11/93	5
w elektronizacji systemach sterowania	Robert Krzysztofek	12/93	11	Prosty woltomierz DC/AC	Leszek Madeja	5/93	20
Generator drgań gasnących	Robert Krzysztofek	3/93	18	Prosty zasilacz laboratoryjny	Leszek Madeja	6/93	12
Generator w cz. z cyfrowym układem stabilizacji częstotliwości	Andrzej Kusiak	11/93	14	Przetwornik 1.5V/±1.5V	Robert Krzysztofek	8/93	28
Generator z przesuwaniem fazy	Robert Krzysztofek	6/93	27	Przetwornik okres/napięcie	Aleksander Rode	5/93	19
Gong elektroniczny	Witold Dąbrowski	10/93	5	Przystawka do multimetru cyfrowego rozszerzająca			
Interface joysticka cyfrowego do IBM PC	Zbigniew Kurbel	7/93	12	zakres mierzonych częstotliwości	Andrzej Kusiak	4/93	12
Interface joystick'a do IBM PC	Zbigniew Kurbel	1/93	18	Regulator do systemu ogrzewania	Witold Wrotek	10/93	9
Jak połączyć dwa komputery IBM łącząc Centronics				Regulator kąta wyprzedzenia zapłonu silnika	Adam Sztorc	10/93	25
z jedną drukarką?	Dariusz Bieńkowski	6/93	24	Regulowany zasilacz stabilizowany	Leszek Madeja	7/93	11
Jak zbudować reflektometr CB	Witold Dąbrowski	6/93	22	Regulujemy liczbę 'wait states' dla mikroprocesora 8085A	Aleksander Rode	4/93	19
Jeszcze coś o interfejsie joysticka do PC-te	Zbigniew Kurbel	12/93	13	Scalony przetwornik napięcie/częstotliwość	Robert Krzysztofek	1/93	3
Kalibretor kwarcowy	Jerzy Sapa	3/93	23	Separytor synchronizacji	Witold Wrotek	1/93	7
Katalog 74 HCxxx		1/93	13	Silnik krokowy z PC-tem	Robert Krzysztofek	12/93	21
Katalog 74 HCxxx		2/93	13	Sonde do lokalizacji uszkodzeń			
Katalog 74 HCxxx		3/93	13	w systemach mikroprocesorowych	Witold Wrotek	2/93	18
Katalog 74 HCxxx		4/93	13	Spis artykułów – rocznik 1993		12/93	27
Katalog 74 HCxxx		5/93	13	Stereofoniczny, trzykanałowy korektor gęstości	Witold Dąbrowski	12/93	24
Katalog 74 HCxxx		6/93	17	Sterownik dzwonka szkolnego	Zbigniew Korpak	11/93	11
Katalog 74 HCxxx		7/93	17	Strojenie filtru środkowoprzepustowego z dokładnością do 0.1%	Aleksander Rode	8/93	9
Katalog 74 HCxxx		8/93	17	SWOP AMP – wzmacniacz operacyjny			
Katalog 74 HCxxx		9/93	17	z multipleksowanymi wejściami	Robert Krzysztofek	11/93	16
Katalog 74 HCxxx		10/93	17	Sygnalizacja spalania się żarówki	Robert Krzysztofek	9/93	7
Katalog 74 HCxxx		11/93	17	Sygnalizator nadawanie/odbior	Witold Wrotek	7/93	9
Katalog 74 HCxxx		12/93	17	Sygnal enołogowy steruje sygnałem cyfrowym	Aleksander Rode	2/93	5
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	10/93	28	Syntezytor mowy i efektów dźwiękowych UM 5000	Stawomir Szczęśniewicz	8/93	24
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	2/93	23	Termometr elektroniczny. Wykorzystanie nieużywanych			
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	3/93	24	bitów adresowych µP 8031	Robert Krzysztofek	4/93	18
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	4/93	23	Tester wyświetlaczy LCD	Andrzej Kusiak	6/93	15
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	5/93	22	Testujemy potencjometry sprzężone	Aleksander Rode	4/93	11
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	6/93	28	Tensoprot rozszerzający zakres wzmacniacza operacyjnego	Robert Krzysztofek	7/93	10
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	7/93	28	Tranzystorowy generator mełej częstotliwości	Adam Sztorc	1/93	20
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	8/93	29	Tyrystorowy układ zapłonowy	Adam Sztorc	12/93	3
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	9/93	29	UA 3730 już w MEDITRONIKU. Bezpieczny zamek			
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	11/93	28	cyfrowy z alarmem	Witold Dąbrowski	4/93	5
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	12/93	28	Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FFL	Andrzej Kusiak	12/93	14
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	1/93	23	Układ detekcji cyfrowej wartości szczytowej	Robert Krzysztofek	7/93	9
Koder/dekoder cyfrowy UM 3750	Stawomir Szczęśniewicz	7/93	5	Układ dublujący częstotliwość	Aleksander Rode	2/93	8
Mikroprocesorowe układy WNP i ich zagraniczne odpowiedniki	Zbigniew Pędzik	9/93	8	Układ sleep – timera do układów zdalnego sterowania cz. I	Tomasz Gościński	11/93	7
Mikroprocesorowy zegar sterownik cz. I	Jarosław Choma	7/93	23	Układ sleep – timera do układów zdalnego sterowania cz. II	Tomasz J. Gościński	12/93	7
Mikroprocesorowy zegar sterownik cz. II	Jarosław Choma	8/93	21	Układ wydzielania impulsu wygaszania	Zbigniew Pędzik	5/93	11
Modulacja FSK	Aleksander Rode	2/93	21	Układy scalone zapisujące i odtwarzające mowę cz. I	Witold Dąbrowski	5/93	5
Monitor napięcia sieci	Witold Wrotek	1/93	4	Układy scalone zapisujące i odtwarzające mowę cz. II	Witold Dąbrowski	6/93	5
Multimer mierzący kąt fazowy	Aleksander Rode	12/93	9	Układy, nie tylko dla hobbystów	Stawomir Szczęśniewicz	2/93	6
Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego cz. I	Jolanta Dąbrowska	1/93	9	Uniwersalny wilgotnościomierz	Robert Krzysztofek	5/93	21
Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego cz. II	Jolanta Dąbrowska	2/93	10	Uniwersalny wykrywacz metali	Zbigniew Pędzik	10/93	7
Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego cz. III	Jolanta Dąbrowska	3/93	9	Urządzenie sygnalizujące do samochodu	Adam Sztorc	10/93	15
Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego cz. IV	Jolanta Dąbrowska	4/93	7	Wibracyjny sygnalizator poziomu sypkich materiałów w zbiorniku	Robert Krzysztofek	6/93	16
NE 5037 – 6 bitowy przetwornik A/C z wyjściami równoległymi	Stawomir Szczęśniewicz	11/93	23	Woltomierz 'cyfrowy'	Witold Wrotek	6/93	21
NE 544 – precyzyjny sterownik do serwomechanizmów cz. I	Stawomir Szczęśniewicz	8/93	12	Wyciszenie komputera	Leszek Madeja	4/93	22
NE 544 – precyzyjny sterownik do serwomechanizmów cz. II	Stawomir Szczęśniewicz	9/93	9	Wykorzystanie uproszczonej modulacji delta do rejestracji			
NE/SE 566 sterowany napięciowo generator funkcji	Stawomir Szczęśniewicz	3/93	5	i wytworzenia dźwięku na komputerze IBM PC cz. I	Mirosław Gieroni	2/93	2
Niezwykły zegar cyfrowy	Witold Wrotek	7/93	15	Wykorzystanie uproszczonej modulacji delta do rejestracji			
Nowy syntezytor mowy ISD 1016 w DaB Electronic cz. I	Jolanta Dąbrowska	9/93	23	i wytworzenia dźwięku na komputerze IBM PC cz. II	Mirosław Gieroni	3/93	17
Nowy syntezytor mowy ISD 1016 w DaB Electronic cz. II	Jolanta Dąbrowska	10/93	21	Wzmacniacz bez wzmacniaczy	Robert Krzysztofek	8/93	8
Odbiornik kontrolny dla krótkofalowca	Andrzej Kusiak	7/93	7	Wzmacniacz pomiarowy	Witold Wrotek	5/93	12
Ogłoszenia		1/93	24	Wzmacniacz suchawkowy	Tomasz Rynkowski	9/93	5
Ogłoszenia		2/93	25	Zamiana komparatora w przerzutnik	Aleksander Rode	6/93	14
Ogłoszenia		3/93	25	Zmiana wyłącznika monostabilnego na bistabilny	Aleksander Rode	3/93	21
Ogłoszenia		4/93	24	Źródła napięcia odniesienia w stabilizowanych			
Ogłoszenia		5/93	23	zasilaczach regulowanych	Andrzej Dębski	3/93	19
Ogłoszenia		6/93	30	Źródło prądowe sterowane napięciem	Witold Wrotek	2/93	2

# Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarnie

Tabela 9

Tranzystory P-N-P, średniej mocy, niskiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	U <sub>cer</sub> W	U <sub>obo</sub> W	U <sub>ebo</sub> W	P <sub>cm</sub> /T mW/°C	β	F <sub>gr</sub> MHz
ГТ402А	0.5	25	-	-	600/25	30-80	1
ГТ402Б	0.5	25	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402Д	0.5	25	-	-	600/25	30-80	1
ГТ402Е	0.5	25	-	-	600/25	60-150	1
ГТ405А	0.5	25	-	-	600/25	30-80	1
ГТ405Б	0.5	25	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402В	0.5	40	-	-	600/25	30-80	1
ГТ402Г	0.5	40	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402Ж	0.5	40	-	-	600/25	30-80	1
ГТ405И	0.5	40	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402В	0.5	40	-	-	600/25	30-80	1
ГТ405Г	0.5	40	-	-	600/25	60-150	1

Witold Wrotek

## OGŁOSZENIA DROBNE

STEROWNIKI WĘŻY DYSKOTEKOWYCH, 200 KOMBINACJI. INFORMACJE, KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK. "VOLT-S", UL. MALBORSKA 88/24, 82-300 ELBLĄG.

SPRZEDAM WOBULOSKOP. WROCŁAW TEL. 57-16-20 PO 18.00.

WYKRYWACZ METALI. ALARM MIESZKANIOWY. ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU. INFORMACJE GRATIS KOPERTĄ ZWROTĄ. SYLWESTER KRÓLAK, 75-337 KOŚZALIN, UL. K.WYKI 19/6.

NAUCZĘ KORESPONDENCYJNIE PRZESTRAJAĆ SPRZĘT RTV (FONIA, UKF, PAL, SECAM). MONTOWAĆ TELEGAZETĘ, PILOTA, WEJŚCIE MONITOROWE, MONTOWAĆ TV SAT ITP. INFORMACJE KOPERTĄ ZWROTĄ. WALDEMAR WIECZOREK WIDOK 13/7 66-400 GÓRZÓW WIELKOPOLSKI.

DUŻY WYBÓR INSTRUKCJI SERWISOWYCH DO SPRZĘTU TV, VIDEO, HI-FI ORAZ CZĘŚCI I PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE DO W/W SPRZĘTU OFERUJE FIRMA "KLAR" P.S.P. UL. CHOPINA 11A 74-320 BARLINEK TEL. 61-974. WYSYŁKA KATALOGÓW ZA ZALICZENIEM POCZTOWYM.

NAPRAWA I PRZESTRAJANIE NA PAL GENERATORÓW K-935 I K-938 ORAZ GENERATORÓW ROŚYJSKICH. W GENERATORACH K-935, K-938 I K-939 INSTALUJEMY RÓWNIŻ KODERY TELETEXTU WRAZ Z TESTEM PODOBNYM DO TELEWIZYJNEGO OBRAZU KONTROLNEGO. TESTRONIK - WARSZAWA UL. ROBINII 8 A TEL/FAX (02) 687-72-70.

SCHEMATY ZACHODNICH WZMACNIACZY GITAROWYCH, EFEKTÓW. INFORMACJE - KOPERTA ZWROTNA. STANISŁAW GOGOL, 43-265 KRYWY.

PROGRAMATORY I SYMULATORY EPROM. INFORMACJA KOPERTA + ZNACZEK. MACIEJ JASKOWSKI 47-400 RACIBÓRZ UL. LOTNICZA 22/4

WYKRYWACZE ROZRÓŻNIAJĄCE METALE PROFESJONALNE - POCZTA.PPH "ARMAND" RYSZARDA 44 05-800 PRUSZKÓW (0-22) 587348 SZUKAJ ZŁOTA, MILITARIÓW, MONET

PRZYJMĘ MONTAŻ ELEKTRONICZNY LUB INNĄ WSPÓŁPRACĘ W ELEKTRONICE TECHNIK ELEKTRONIK ADAM NOWAK 28-100 BUSKO-ZDRÓJ OS. MARSZ. PIŁSUDSKIEGO 8/38

PILNIE KUPIĘ SCHEMAT OTVC TOSHIBA 2500 TS PAWEŁ KLUGER UL. KOZIĘLSKA 26 47-430 RUDY

POSZUKUJĘ WSPÓŁPRACOWNIKA Z POMYSŁEM WYKORZYSTANIA SPRZĘTU KOMP. W CELACH ZAROBKOWYCH. W. FRANCUK UL. P.SKARGI 5/6 60-129 POZNAN

PODEJMĘ CHAŁUPNICZO MONTAŻ ELEKTRONICZNY. MOŻLIWOŚĆ WSTĘPNEGO URUCHOMIENIA. KRZYSZTOF SZPIŁARSKI, GRODZISK MAZ. KNIĘWSKIEGO 2 TEL. 55-67-11

SPRZEDAM LITERATURĘ ELEKTRONICZNĄ ORAZ TANIO RÓŻNE CZĘŚCI ELEKTRONICZNE RYSZARD WANOT UL. MIODOWA 9/16 31-055 KRAKÓW INFO. KOPERTA

ZAMIENIĘ ELEKTRONIK HOBBY 6,7,8,9/93 NA RADIOELEKTRONIK 11/89 MOJ ADRES TOMASZ KLIM UL. MATEJKI 63 C/4 66-400 GÓRZÓW WLKP.

SZUKAM PILOTA DO ISKRY (SAM NADAJNIK) DARIUSZ LEWANDOWICZ 91-408 ŁÓDZ UL. 19 GO STYCZNIA 1 M 12

KUPIĘ SCHEMAT (INSTRUKCJĘ SERWISOWĄ) CB-RADIA "PRESIDENT VALERY" ALEKSANDER BRONICKI ZYGMUNTA AUGUSTA 17 A/9, 59-700 BOLEŚLAWIEC

POSZUKUJĘ LAMP PY 500 A PL 519 MAREK DOCHNIAK UL. LUBSKA 16/2 JASIEŃ 68-320 TEL. 71-03-16 PO 15-TEJ

POSZUKUJĘ INSTRUKCJĘ OBSŁUGI OSCYLOSKOPU OS 301 STEFAN NACZK OSIEDLE KASZUBSKIE 21/94 WEJHEROWO 84-200

SPRZEDAM LUB WYMIENIĘ TUNER DIORA, WALKMAN SONY AUTOREWERS ITP, RADIO SAMOCHODOWE WIELE INNYCH. NADAJNIK MAŁEJ MOCY I ZASIĘGU WIĘKSZY OD 1 KM TV DROZDOWSKI PAWEŁ 50-550 WROCŁAW UL. ŚLICZNA 49/25 DOPIS. DROZDA

KUPIĘ TRANZYSTORY: ZTX 213, ZTX 313 I ZTX 651 LUB ODPOWIEDNIKI MARCIN TARNOWSKI 94-058 ŁÓDZ UL. BATALIONÓW CHŁOPSKICH 9/22

KUPIĘ ZESPÓŁ NAPIĘDOWY LUB USZKODZONY MAGNETOWID NVG 21 PANASONIC ELEKTRYCZ-NIE M. LUBISZEWSKI AL. ARMII KRAJOWEJ 53 M 99 CZĘSTOCHOWA 42-200

SPRZEDAM MONITOR HERKULES. PŁYTĘ AT 286 1 MB RAM 12 MHZ, STACJĘ DYSKÓW 1.2 MB 5,25" WASYLUK DARIUSZ UL. GARBARSKA 9 JANÓW PODLASKI 21-505

MONTER UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH Z PRAKTYKĄ PODEJMĘ PRACĘ W SYSTEMIE CHAŁUP-NICZYM OFERTY KIEROWAĆ POD ADRESEM MACIEJ STROT 270-118 SZCZECIN UL. SZPITALNA 14 A 1

KTO ODDA BEZPŁATNIE LUB ZA SYMBOLICZNĄ OPŁATĄ KOMPUTER KLASY PC XT LUB AT? PO-TRZĘBUJĄCY STUDENT KAROL REMISZEWICZ 89-206 ZALESIE  
SPRZEDAM 65 X E STACJĘ 1050 MAGNETOFON CA 12 TURBO CARTRIDGE, JOYSTYK, DYSKIETKI, KASETY 4.500.000 BOREK KRZYSZTOF LUCHÓW DOLNY 7 23-422 LUCHÓW GÓRNY WOJ. ZA-MOŚĆ

WYKRYWACZ ROZRÓŻNIAJĄCY METALE DO POSZUKIWANIA ZŁOTA, MILITARIÓW SPRZEDAM OK-SIENCIUK RYSZARDA 44 05-800 PRUSZKÓW (0-22) 587-348 TANIO!

SZUKAM SPONSORA (PRYWATNEGO LUB PAŃSTWOWEGO) DO URUCHOMIENIA PRODUKCJI URZĄDZEN ELEKTRONICZNYCH OPOLE 45-777 UL. ZWYCIĘSTWA 17/13

KUPIĘ SYNTEZĘ DO RADIOTELEFONU COLT 359 C 5121 RADOSEAW MACIAŻEK UL. SŁOWACKIE-GO 42 OGRODZIEŃCIE 42-440 WOJ. KATOWICKIE

PODEJMĘ CHAŁUPNICZO MONTAŻ URZĄDZEŃ ELEKTRONICZNYCH. POSIADAM UPRAWNIENIA SEP DO 15KV CHOWANIAK KRZYSZTOF MIĘKINIA 287 32-062 NOWA GÓRA

PODEJMĘ PRACĘ W KAŻDEJ DZIEDZINIE ELEKTRONIKI. NAJLEPIJ CHAŁUPNICTWO. WIEDZA, DOŚWIADCZENIE. R. PROSOWICZ UL. KOLEJOWA 76 RADŁÓW 33-130

TESTY TV, KATALOG I INNE PROGRAMY NA C-64 DLA ELEKTRONIKÓW OFERUJE ELKO 11-200 BASTOZYCE UL. SPORTOWA 20 OFERTA - KOPERTA ZWROTNA

ELEKTRONIK PODEJMĘ CHAŁUPNICZY MONTAŻ ELEKTRONICZNY Z MATERIAŁÓW POWIERZO-NYCH TEL. KONTAKTOWY CZELADZ 032-65-11-44

KUPIĘ "PRAKTYCZNY ELEKTRONIK" NR 2,3,4,5/92, 1/93 ĆWIKLIŃSKI P-66 DARŁOWO 76-150

ELEKTRONIK Z DOŚWIADCZENIEM POSZUKUJE PRACY W BRANŻY ELEKTRONICZNEJ ETAT ZŁE-CENIA CHAŁUPNICTWO POSIADAM PRACOWNIĘ SAMOCHÓD A. ŚLEDZIOŃSKI KRAKÓW 379-344

EASY ABEL - OPROGRAMOWANIE DO PROJEKTOWANIA UKŁADÓW PLD FIRMY DATA I/O DYSTRY-BUCJA: WG ELECTRONICS 00-695 WARSZAWA NOWOGRODZKA 42

MIKRONADAJNIK FM - MIKROSZPIG. WYMIARY: 20 X 35 MM. ZASILANIE - 9V ZASIĘG - 200M. CENA 50 TYS. INFORMACJE K+Z.D.K. SKR. POCZT. 93 OŁAWA 55-200

PILNIE ODKUPIĘ INSTRUKCJĘ DO ZABAWKI - ZESTAWU "LABORATORIUM 101" F. MY "NOWA" Z OTWOCKA. MOŻE BYĆ KSIĘG. MACIEJ BRZYŁA LESZCZYŃNY 44-230 UL. SWOBODY 5

SPRZEDAM, ZAMIENIĘ RADIOTELEFON ZEW. RADNOR - CZĘŚCI-MIERNIK V-640 RYSZARD JUSZCZYK 28-340 SĘDZISZÓW OS. SĄDY 10/15 TEL. (0-498) 11357 PO 17-TEJ

SZUKAM PRACY ZWIĄZANEJ Z ELEKTRONIKĄ MOŻE BYĆ MONTAŻ CHAŁUPNICZY POSIADAM SA-MOCHÓD MAREK TOPORCZYK KOWALSKIE 21 57-151 ZARZYCA

SPRZEDAM KOMPUTER ATARI 130 XE Z MAGNETOFONEM CA 12 OPROGRAMOWANIEM 1.500 000 ZŁS. LEDWON KONOPISKA UL. ŚLĄSKA 21 WOJ. CZĘSTOCHOWA

PODEJMĘ MONTAŻ UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZUBRZYCKI ROBERT UL. DZIERŻYŃSKIEGO 9 B/2 OŚNO LUB. 69-220 WOJ. GÓRZOWSKIE



**Redakcja miesięcznika**

# **ELEKTRONIK** **nowy**

**składa Szanownym Czytelnikom  
życzenia wszelkiej pomyślności  
w Nowym Roku**

Jednocześnie z przykrością  
informujemy, że P.W. „ARTCOM”  
zawiesza swoją działalność  
wydawniczą z dniem 31.12.1993r.